



**Jorge David Ferreira
da Costa**

**Scooter elétrica – Implementação de um Controlador
para motores BLDC**



**Jorge David Ferreira
da Costa**

***Scooter* elétrica - Implementação de um Controlador
para motores BLDC**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Ernesto Ventura Martins (orientador), Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins (orientador), Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O júri

Presidente

Professor Doutor Paulo Bacelar Reis Pedreiras
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Vogais

Professor Doutor Paulo Alexandre Ferreira Neto Alves Afonso
Professor Coordenador sem agregação da Universidade de Aveiro

Professor Doutor Ernesto Fernando Ventura Martins
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Aproveito esta oportunidade para agradecer aos meus orientadores, Professor Doutor Ernesto Martins e Professor Doutor Rui Escadas Martins, pela oportunidade de realizar esta dissertação. Agradeço também por todo o apoio científico e técnico prestado, bem como pela disponibilidade demonstrada.

Agradeço especialmente aos meus pais, pois sem eles, o meu percurso até aqui não teria sido possível. Agradeço todo o vosso apoio, compreensão e sacrifícios para que eu pudesse atingir mais este objetivo.

Quero agradecer à minha irmã pelas palavras de incentivo e paciência durante a realização desta dissertação.

Quero agradecer à minha namorada, Ana Francisca Ferreira, por todo o apoio e compreensão. Gostaria também de agradecer todas as palavras de motivação nos momentos mais difíceis.

Quero agradecer a todos os colegas de laboratório, por proporcionarem um excelente ambiente de trabalho, de troca de ideias e opiniões, que me enriqueceu tanto a nível de conhecimentos técnicos, como a nível pessoal.

Agradeço a todos, os que de uma forma ou de outra, me acompanharam nesta caminhada.

A todos, o meu muito obrigado.

palavras-chave

Controlador Eletrónico, Motores BLDC, *Scooter* Elétrica, Análise de Mercado.

resumo

O objetivo principal desta dissertação prende-se com o desenvolvimento e implementação de um controlador eletrónico para motores BLDC, de baixo custo, de forma a poder integrar um sistema passível de ser comercializado. O controlador desenvolvido teve por base a análise de um controlador comercial implementado na *scooter* elétrica, cedida para a realização desta dissertação. O protótipo construído foi desenhado de forma a poder substituir o controlador original da *scooter*, tendo em consideração as dimensões físicas da PCB, bem como de todos os componentes, tornando possível a integração do novo controlador na *scooter* utilizada.

Os resultados foram obtidos através de testes realizados, utilizando o motor BLDC, proveniente da *scooter* cedida e de um motor AC trifásico, que serviu de carga variável.

Concluiu-se que é possível implementar um controlador para motores BLDC eficiente e que, pela análise de mercado realizada, a sua implementação apresenta um custo reduzido.

No seguimento deste trabalho será pertinente explorar formas adicionais de rentabilizar a autonomia do sistema *scooter* elétrica, nomeadamente na gestão das baterias

keywords

Electronic Controllers, BLDC motors, Electric scooter, Market Analysis.

abstract

The aim of this work was the development and implementation of a low cost electronic controller for BLDC motors that can be commercialized. The controller was developed based on the analysis of a commercial controller, implemented on the electric scooter, assigned to the realization of this thesis. The developed prototype was designed so as to be able to replace the original controller of the motorcycle, taking into account the physical dimensions of the PCB, as well as all the components, and making it possible to integrate the new controller used in the scooter.

The results were obtained from tests performed using the BLDC motor from the motorcycle and a three-phase AC motor, which served as a variable load.

It was concluded that it is possible to implement an efficient BLDC motor controller whose implementation would have a reduced cost, according to the market analysis made.

Following this work, it will be pertinent to explore additional ways to monetize the autonomy of the system electric scooter, particularly in the management of batteries.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 – Motivação	1
1.2 – Metodologia.....	1
1.3 – Estrutura da Dissertação	3
CAPÍTULO 2 – MOTORES ELÉTRICOS	4
2.1 – Motores AC	5
2.1.1 – Motor Síncronos	5
2.1.2 – Motor Assíncrono	5
2.2 – Motores DC	6
2.2.1 – Motor de Excitação Independente	7
2.2.3 – Motor de Excitação Série	7
2.2.4 – Motor de Excitação Paralela (Shunt).....	8
2.2.5 – Motor de Excitação Série-Paralela (Compound)	9
2.2.6 – Motor de Íman Permanente	9
2.2.7 – Motor Sem Núcleo	10
2.2.8 – Motores Sem Escovas - BLDC.....	11
2.2.8.1 – O Rotor	13
2.2.8.2 – O Estator	14
2.2.8.1 – Determinação da Posição do Rotor Recorrendo a Sensores de <i>Hall</i>	15
2.2.8.2 – Determinação da Posição do Rotor Através da Força Contraeletromotriz	16
2.2.8.3 – Métodos de Controlo de um BLDC	16
2.3 – Escolha do Motor a Utilizar.....	18
CAPÍTULO 3 – TRAVAGEM REGENERATIVA.....	19
3.1 – Estratégias de Comutação para Efetuar Travagem Regenerativa	20
CAPÍTULO 4 – ANÁLISE DO SISTEMA FORNECIDO	22
4.1 – Controlador Existente	23
4.1.1 – Microcontrolador	23
4.1.2 – Lógica Digital.....	24
4.1.3 – Drive da Ponte H	27
4.1.3.1 – <i>Low side</i> Driver	28
4.1.3.2 – <i>High Side</i> Driver.....	29
4.1.3.3 – Funcionamento Global do Circuito	31
4.1.4 – Ponte H Trifásica	32
4.1.5 – Sensores de Hall	33
4.1.5 – Sensor de Corrente	33
4.1.6 – Alimentação.....	34
CAPÍTULO 5 – PROTÓTIPO DO NOVO CONTROLADOR	35
5.1 – Microcontrolador Escolhido	35
5.2 – Reguladores de Tensão	40
5.3 – Sensor de Corrente	42
5.4 – Sensores de Hall, Acelerador e Travão.....	43
5.5 – Visão Geral do Protótipo	44
5.5 – Firmware/Software Implementado	46
CAPÍTULO 6 – MÓDULOS ADICIONAIS	49
6.1 – Iluminação	49
6.2 – Sistema Integrado de Gestão de Energia	51
6.2.1 – Baterias	51
6.2.2 – O BMS – <i>Batery Management System</i>	56
6.2.3 – O Sistema Proposto	59
6.3 – Interface com o Condutor	63
6.3.1 – O LCD	65
6.3.2 – O Sistema Proposto	67

CAPÍTULO 7 - RESULTADOS.....	75
7.1 – PWM Aplicado aos MOSFET's	75
7.2 – Controlo Trapezoidal do motor	77
7.3 – Eficiência do Motor e do Controlador	79
CAPÍTULO 8 - ANÁLISE DE MERCADO	82
CAPÍTULO 9 – CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO.....	90
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95

LISTA DE ACRÓNIMOS

AC Alternating Current

ADC Analog to Digital Converter

ASIC Application Specific Integrated Circuit

BLDC Brushless Direct Current Motor

BMS Battery Management System

CAN Controller Area Network

CCP Capture, Compare, Pulse Width Modulation

CD Compact Disc

CMOS Complementary Metal-Oxide-Semiconductor

CPU Central Processing Unit

DC Direct Current

DSP Digital Signal Processor

DVD Digital Versatile Disc

ECU Electrical Control Unit

EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory

EMI Electromagnetic Interference

EQU Equalization Unit

ESR Equivalent Series Resistance

FCEM Força Contra Eletromotriz

FPGA Field Programmable Gate Array

GPS Global Position System

HDMI High-Definition Multimedia Interface

ICSP In Circuit Serial Programming

IDE Integrated Development Environment

LCD Liquid Crystal Display

LED Light Emitting Diode

MIPS Million Instructions Per Second

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

NMC Níquel Magnésio Oxido de Cobalto

NTC Negative Temperature Coefficient

OPAMP Operational Amplifier

PCB Printed Circuit Board

PLL Phase Locked Loop

PMDC Permanent Magnet Direct Current Motor

PWM Pulse Width Modulation

RAM Random Access Memory

RISC Reduced Instruction Set Computer

RTD Resistance Temperature Detector

SOC State Of Charge

SRAM Static Random Access Memory

SSP Synchronous Serial Port

UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

UPS Uninterruptible Power Supply

USB Universal Serial Bus

VGA Video Graphics Array

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Representação da secção transversal de uma máquina elétrica [1]	4
Figura 2.2 - Classificação de vários tipos de motores de acordo com a tensão de alimentação [2,3]	4
Figura 2.3 – Rotor em gaiola de esquilos [2]	6
Figura 2.4 – Constituição de um motor DC [2].....	7
Figura 2.5 – Modelo elétrico de um motor de excitação independente [2]	7
Figura 2.6 – Modelo elétrico de um motor de excitação série [2].....	8
Figura 2.7 – Modelo elétrico de um motor de excitação paralelo [2]	8
Figura 2.8 – Modelo elétrico de um motor de excitação série-paralelo [2]	9
Figura 2.9 – Modelo elétrico de um motor DC de íman permanente [2]	10
Figura 2.10 - Diagrama simplificado de um motor BLDC [6].....	11
Figura 2.11 - Diagrama simplificado da ponte H trifásica [7]	12
Figura 2.12 – Modelo elétrico simplificado de um motor BLDC [9]	13
Figura 2.13 – Diferentes tipos de rotores. (a) Rotor com ímanes de superfície; (b) Rotor com ímanes inseridos na superfície; (c) Rotor com ímanes internos [10].....	14
Figura 2.14 – Estator de um motor BLDC [10]	15
Figura 2.15 – Relação entre as saídas dos sensores de hall e a FCEM [10].....	15
Figura 2.16 – Formas de onda elétricas nos enrolamentos do motor e gráfico do binário gerado, para um controlo trapezoidal [17]	16
Figura 2.17 – Formas de onda sinusoidais da FCEM [18].....	17
 Figura 3.1 – Dois tipos de circuitos conversores de dois estágios [21].....	19
Figura 3.2 – Conversor bidirecional DC/AC de estágio único, e máquina BLDC [21].....	20
Figura 3.3 - Relação entre as fases da FCEM, da corrente de campo do motor e dos sinais de comutação. a) Comutação utilizando apenas um interruptor; b) Comutação utilizando dois interruptores; c) Comutação utilizando três interruptores [21]	21
 Figura 4.1 – Scooter fornecida (a), com pormenor do painel de interface com o utilizador (b)	22
Figura 4.2 – Controlador do BLDC fornecido com a scooter (a); pormenor do interior do controlador (b).....	23
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do circuito de controlo do Motor	23
Figura 4.4 – Pinout do microcontrolador utilizado [23].....	23
Figura 4.5 – Diagrama de Blocos do Pic16F72 [23].....	24
Figura 4.6 – Lógica digital implementada no controlador	25
Figura 4.7 – Circuito de atraso do sinal de PWM	26
Figura 4.8 – Simulação, no Software LTSpice, do circuito de atraso. A linha azul é o sinal de PWM, a linha vermelha a tensão do condensador e a linha a verde o sinal na saída da porta lógica AND (PWM atrasado).....	26
Figura 4.9 – Circuito do andar de potência simulado, com o circuito de drive do mesmo	27
Figura 4.10 - Parte do circuito que faz o drive do MOSFET M2.....	28
Figura 4.11 - Tensão na gate do MOSFET M2 (linha verde) e tensão de controlo proveniente do microcontrolador (linha azul).....	28

Figura 4.12 - Tensão de controlo proveniente do microcontrolador (linha verde) e corrente que atravessa a resistência R10 (linha azul).....	29
Figura 4.13 - Esquema do high side driver	29
Figura 4.14 – Sinal de controlo (V1) proveniente do microcontrolador (linha verde), sinal na base do transístor Q2 (linha azul), sinal no coletor do transístor Q2 (linha vermelha) e sinal na gate do MOSFET M1 (linha violeta).....	30
Figura 4.15 - Sinal de controlo (V1) proveniente do microcontrolador (linha verde), sinal na gate do MOSFET M1 (linha vermelha) e sinal na source do MOSFET M1 (linha azul).....	30
Figura 4.16 – Tensão aplicada ao motor (linha vermelha), tensão na gate do MOSFET M1 (linha a verde) e corrente que atravessa o transístor Q3 quando deixa de ser aplicada uma tensão ao motor	31
Figura 4.17 - Tensões nas gates dos MOSFET's M1 e M2 (linhas vermelha e verde, respetivamente) e tensão aplicada ao motor (linha azul)	31
Figura 4.18 - Tensões nas gates dos MOSFET's M1 e M2 (linhas vermelha e verde, respetivamente) e corrente aplicada ao motor (linha azul).....	32
Figura 4.19 – Ponte H utilizada no circuito do controlador do motor.....	32
Figura 4.20 – Ligação dos Sensores de hall ao microcontrolador, com as respetivas resistências de pull up.....	33
Figura 4.21 – Sensor de corrente e detetor de excesso de corrente	33
Figura 4.22 – Esquema do módulo de alimentação implementado no controlador original	34
Figura 5.1 - Gráfico relativo à preferência dos fabricantes que disponibilizavam um melhor background de informação e ferramentas de desenvolvimento [25].....	36
Figura 5.2 – Perspetiva de crescimento do mercado de microcontroladores de 8, 16 e 32bits até 2015 [26]	36
Figura 5.3 - Gráfico relativo à preferência dos chips das famílias de 16bits que os participantes do estudo consideravam utilizar nos próximos projetos embutidos [25]	36
Figura 5.4 – Eficiência do set de instruções de microcontroladores PIC® vs os microcontroladores MCP430 [27].....	37
Figura 5.5 – Comparação do espaço ocupado pelo mesmo código, entre vários microcontroladores [27].....	38
Figura 5.6 – Módulo do microcontrolador redesenhado	39
Figura 5.7 – Esquemático da placa auxiliar do microcontrolador.....	39
Figura 5.8 – Representação gráfica da placa auxiliar construída	39
Figura 5.9 - Gráfico que relaciona a tensão de entrada, a corrente de saída e a eficiência do regulador MAX5035DASA [29].....	41
Figura 5.10 - Esquema do regulador MAX5035DASA, em configuração BUCK [29].....	41
Figura 5.11 – Esquema dos reguladores implementados	42
Figura 5.12 - Esquema da configuração típica do ACS756	43
Figura 5.13 – Esquemático da eletrónica construída para implementação do sensor de corrente ...	43
Figura 5.14 – Esquema de ligação entre o acelerador, o travão e a entrada da ADC do microcontrolador	44
Figura 5.15 – Esquema de ligação dos sensores de Hall e as entradas do microcontrolador.....	44
Figura 5.16 – Layout da placa de protótipo do controlador do motor.....	45
Figura 5.17 - Representação gráfica da integração da placa auxiliar do microcontrolador e da placa de controlo do motor	45
Figura 5.18 – Layout da placa auxiliar da ponte H	45
Figura 5.19 – Layout de uma placa auxiliar dos drivers (a) e representação gráfica de uma das PCB's desenvolvidas.....	46
Figura 5.20 – Fluxograma do firmware e software implementados.....	47
Figura 5.21 – Fluxograma do firmware e software projetados para implementação da travagem regenerativa.	48

Figura 6.1 – Retas de descarga de células de lítio e de níquel [33].....	52
Figura 6.2 – Esquema típico de um sistema de monitorização de baterias [35].....	58
Figura 6.3 – Esquema do sistema de monitorização proposto.	60
Figura 6.4 – Representação esquemática de um módulo local, do sistema de BMS proposto.....	61
Figura 6.5 – Representação esquemática do EQU proposto.	62
Figura 6.6 – Representação do diagrama de blocos do ECU principal.	63
Figura 6.7 – Imagem da interface com o utilizador presente na scooter.....	63
Figura 6.8 – Exemplo do interface de uma consola industrial da Beijer.....	64
Figura 6.9 – Exemplo de um ecrã LCD da 4DSsystems.....	64
Figura 6.10 – Interface da aplicação de criação de imagens e gestão do ecrã do fabricante 4DSsystems.....	64
Figura 6.11 – Solução que agrega display e placa de conversão VGA para protocolo interpretado por este	65
Figura 6.12 – Representação de um display LCD de 48 linhas por 84 colunas como uma matriz de pixéis	66
Figura 6.13 – Esquema interno do controlador para um display de 48 linhas por 48 colunas [45] .	66
Figura 6.14 – Representação de uma imagem e respetivo pixel de origem da mesma	67
Figura 6.15 – Definição de uma imagem pixel a pixel e respetiva conversão para array	67
Figura 6.16 – Esquema do sistema do display proposto	68
Figura 6.17 – Placa Stellaris LM4F120 utilizada [47]	69
Figura 6.18 – Esquema da organização do código do microcontrolador	70
Figura 6.19 – Fluxograma da função UpdateScheduler.....	72
Figura 6.20 – Excerto do programa principal, onde se coloca o sistema num modo de baixo consumo energético.....	73
Figura 6.21 – Estrutura de controlo da informação recebida entre o módulo de display e os restantes módulos	74
Figura 6.22 - Estrutura de controlo do estado do sistema de luzes da scooter elétrica	74
 Figura 7.1 – Bancada de ensaios utilizada para o teste do motor BLDC	75
Figura 7.2 – Relação entre os sinais dos sensores de hall (sinais amarelo, azul e verde) e os sinais de controlo gerados (sinais violeta).....	76
Figura 7.3 - Pormenor do tempo entre ativações (80us). Os sinais 0 2 e 4 são sinais de controlo dos MOSFET's do high side. Os sinais 1, 3 e 5 são sinais de controlo dos MOSFET's do low side ...	76
Figura 7.4 – Relação entre os instantes de ativação/desativação dos sinais do microcontrolador (sinais violeta) e dos sinais aplicados nas gates dos MOSFET's. A linha amarela da imagem a) representa o sinal na gate do MOSFET do low side da ponte H. A linha amarela da imagem b) representa o sinal na gate do MOSFET do low side da ponte H.....	77
Figura 7.5 – Formas de onda da tensão nos três enrolamentos do motor.....	77
Figura 7.6 – Formas de onda da tensão nos enrolamentos do motor, relacionadas com os valores dos sensores de hall.....	78
Figura 7.7 – Variação da forma de onda da tensão, num enrolamento, para 20%, 30%, 40% e 50% do valor total dado pelo acelerador	78
Figura 7.8 – Gráfico do rendimento vs potência do controlador.....	80
Figura 7.9 – Gráfico da eficiência mecânica do motor utilizado.	81
 Figura 8.1 – Proposta apresentada pela Circuitotal, para a produção das placas dos controladores	83
 Figura 9.1 - Esquema de implementação do novo drive dos MOSFET's da ponte H proposto [63]	91
Figura 9.2 – Esquemático do circuito de proteção contra ativação simultânea dos MOSFET's do high side e do low side do mesmo ramo da ponte H.....	92
Figura 9.3 – Esquemático do circuito de proteção contra excesso de corrente na ponte H	93
Figura 9.4 – Formas de onda dos sinais intervenientes no circuito de proteção de corrente da ponte H.....	93

LISTA DE TABELA

Tabela 2.1 - Relação entre as saídas dos sensores de hall e as fases que têm de ser ativadas, para o motor rodar no sentido horário [6]	15
Tabela 2.2 - Relação entre as saídas dos sensores de hall e as fases que têm de ser ativadas, para o motor rodar no sentido anti horário [6]	16
Tabela 2.3 – Tabela comparativa entre um motor dc sem escovas e um motor ac de indução [10]	18
Tabela 4.1 – Relação entre os sinais de controlo do microcontrolador e a tensão fornecida ao motor	32
Tabela 5.1 – Tabela dos valores dos componentes a utilizar no regulador buck, por forma a este apresentar uma saída de 12V e capacidade de fornecer até 1A.....	42
Tabela 6.1 – Relação entre os tipos de luzes, número de lâmpadas, potência e número de filamentos de cada lâmpada.	49
Tabela 6.2 – Comparação da densidade energética entre baterias de lítio e de níquel [33].	52
Tabela 6.3 – Taxas de auto descarga para baterias de níquel e lítio [33].	53
Tabela 6.4 – Comparação entre diversas características de baterias de chumbo ácido, níquel e lítio [34].	54
Tabela 6.5 – Comparação de diferentes tecnologias para baterias de lítio (adaptado) [34].	55
Tabela 6.6 – Tabela com as imagens definidas para o interface e a respetiva descrição	70
Tabela 6.7 – Variáveis presentes nas estruturas do software e suas descrições	71
Tabela 6.8 – Resultados do teste ao protótipo, para vários valores das variáveis do sistema	73
Tabela 7.1 - Valores experimentais para determinação da eficiência do controlador	79
Tabela 7.2 – Valores experimentais para determinação da eficiência do motor utilizado	80
Tabela 8.1 – Levantamento de custos dos componentes utilizados para a implementação do controlador do motor [48,49]	83
Tabela 8.2 – Levantamento dos custos de vários tipos de lâmpadas passíveis de serem utilizadas no sistema de iluminação da scooter elétrica [54,55].....	84
Tabela 8.3 – Solução de sistema de iluminação baseado em lâmpadas de halogénio [54,55]	85
Tabela 8.4 – Solução de sistema de iluminação baseado em lâmpadas de LED [54,55]	85
Tabela 8.5 – Levantamento de custos de vários conversores DC-DC comerciais, passíveis de serem utilizados no sistema de iluminação da scooter elétrica [56]	85
Tabela 8.6 – Levantamento de custos de várias baterias de chumbo ácido e lítio [57,58,59].....	87
Tabela 8.7 – Levantamento do custo de sistemas de BMS comerciais [60]	87
Tabela 8.8 – Levantamento de custos para displays de 7 polegadas, a cores [61]	88
Tabela 8.9 – Levantamento do custo de microcontroladores passíveis de integrarem o sistema de interface com o utilizador.....	88
Tabela 8.10 – Custos dos componentes e constituintes do sistema propostos para aquisição	89
Tabela 9.1 – Custo da solução proposta para a realização do drive dos MOSFET's da ponte H	91

Tabela 9.2 – Componentes para implementação dos circuitos de proteção e seus respectivos custos	93
---	----

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 – Motivação

Os veículos elétricos são uma invenção com mais de 100 anos, tendo estado sempre, tecnologicamente, à frente dos veículos de combustão interna. Contudo, quando surgiu, esta invenção estava à frente do seu tempo. Os problemas de autonomia das baterias, o seu elevado preço e o seu tempo de carga excessivo levaram a que no passado esta solução tivesse sido ultrapassada pelos veículos com motores de combustão interna. Contudo, esta realidade está a inverter-se.

A crise dos combustíveis fósseis, associada a uma cada vez maior consciência ambiental, por parte das populações, leva a que sejam procuradas alternativas mais económicas e menos poluentes aos veículos convencionais. Para além disso, a necessidade de deslocação rápida e eficiente, principalmente dentro das grandes cidades, tem levado a uma procura de veículos capazes de proporcionar mobilidade e agilidade no trânsito. Esta necessidade, aliada ao atual desenvolvimento e aperfeiçoamento da tecnologia das baterias elétricas, no que diz respeito às autonomias, tempos de carregamento e preço, potenciou o reaparecimento de veículos elétricos, nomeadamente de motas, como uma solução viável aos veículos convencionais.

Apesar de existirem vários tipos de motores elétricos, capazes de serem usados em veículos elétricos, os motores BLDC (*Brushless Direct Current Motor*), têm vindo a demonstrar serem os principais candidatos para a implementação de *scooters* elétricas devido à sua eficiência, simplicidade de construção e dimensões reduzidas.

Dado que os motores BLDC necessitam de um controlador eletrónico para funcionarem, surgiu a motivação para se desenvolver este módulo, passível de ser incorporado numa *scooter* elétrica.

Deste modo, a pertinência deste tema, na área da engenharia eletrónica, prende-se com a necessidade de controlar motores BLDC de forma eficiente, a baixo custo, para que seja proporcionada uma alternativa viável aos veículos com motores de combustão interna, especificamente no caso das *scooters*.

1.2 – Metodologia

Resumidamente, esta dissertação pretende responder à seguinte questão: “ Como implementar um controlador eletrónico para motores BLDC de 2500W, a fim de possibilitar o funcionamento de uma *scooter* elétrica?”. Neste sentido, os objetivos que se pretendem alcançar com a realização da mesma passam por:

- Implementar um controlador para motores BLDC de 2500W;
 - Analisar um controlador comercial para motores BLDC de 2500W;
 - Projetar, com base no controlador comercial, um novo controlador;
 - Desenvolver um protótipo do novo controlador do motor;
 - Projetar a funcionalidade de travagem regenerativa no controlador desenvolvido;
 - Implementar a funcionalidade de travagem regenerativa;
- Entender o funcionamento geral dos diferentes módulos constituintes de uma *scooter* elétrica;

- Analisar os subsistemas de iluminação, interface com o utilizador e gestão de energia;
- Analisar diferentes opções para o desenvolvimento dos subsistemas da *scooter* elétrica;
- Projetar os subsistemas analisados;
- Propor uma integração dos subsistemas constituintes da *scooter* elétrica, de forma a criar um produto comercializável;
 - Analisar os custos de produção do controlador do motor BLDC;
 - Analisar os custos de produção do sistema de iluminação;
 - Analisar os custos de produção do sistema de interface com o utilizador;
 - Analisar os custos de produção do sistema de energia;
 - Propor a aquisição de componentes/circuitos de forma a criar um sistema funcional, passível de ser comercializável;

O projeto começou com o estudo de uma *scooter* elétrica fornecida. Esta análise passou, não só, por perceber que tipo de baterias eram utilizadas e que lâmpadas estavam implementadas, perceber que motor era utilizado, bem como a arquitetura do controlador do mesmo. Assim, foi necessário compreender a pertinência da escolha do motor BLDC, assim como fazer o estudo das suas características e formas de fazer o seu controlo.

Uma vez entendida a escolha do tipo de motor para a aplicação e conhecidas as suas características, procedeu-se à análise do controlador associado ao motor, com o intuito de entender como era constituído, bem como as especificidades da sua implementação prática, como por exemplo as dimensões da placa de circuito impresso ou o espaço útil no interior da caixa a utilizar.

Passada esta fase de análise, procedeu-se à escolha dos componentes necessários para a construção de um protótipo do controlador do motor a desenvolver, com base no analisado. O motor utilizado foi o motor BLDC, de 2500W, cedido com a *scooter* elétrica. Devido às potências envolvidas, foi necessário construir uma ponte H trifásica, capaz de fazer a correta excitação das três fases do motor. O desenvolvimento desta ponte H implicou a escolha de MOSFET's (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de potência, capazes de fazer o *drive* de correntes elevadas. Optou-se por seguir a lógica do controlador analisado, construindo um controlador não isolado, na tentativa de manter os custos de produção reduzidos.

Após a escolha dos componentes constituintes da ponte H trifásica, procedeu-se à escolha do microcontrolador a utilizar. Essa escolha recaiu num microcontrolador PIC24F, da Microchip®, por ser um microcontrolador com um *pinout* semelhante ao do microcontrolador utilizado no controlador analisado, tornando assim a implementação mais rápida e fácil. Seguidamente, foram desenhados os esquemáticos do controlador e desenvolvidas as PCB's (*Printed Circuit Board*), ficando assim concluída a fase de adaptação/desenvolvimento de *hardware*.

Posteriormente, procedeu-se à implementação dos algoritmos de controlo do motor, no microcontrolador, sendo que a integração do *hardware* com o *firmware/software* constituiu o protótipo final.

Concluída a fase de desenvolvimento do protótipo, procedeu-se à realização de uma bateria de testes para verificação do correto funcionamento do *software* de controlo. Durante os testes foi utilizado um motor AC (*Alternating Current*) trifásico, funcionando como carga mecânica do motor BLDC utilizado.

Após a fase de projeto e implementação do controlador do motor, foram analisadas e projetadas soluções para os módulos dos subsistemas de iluminação, interface com o utilizador e sistema integrado de gestão de energia.

Na fase final, foi avaliada a viabilidade económica do projeto desenvolvido, tendo sido feita uma análise dos custos da implementação do sistema, bem como uma proposta de aquisição dos componentes/circuitos que integram este projeto.

1.3 – Estrutura da Dissertação

A presente dissertação apresenta-se dividida em capítulos, onde são expostos os vários conceitos envolvidos na implementação do trabalho realizado, bem como a justificação das escolhas efetuadas durante a construção do protótipo do controlador. Apresenta-se, de seguida, um breve resumo de cada um dos capítulos.

- **Motores Elétricos** – Descrevem-se os principais tipos de motores existentes, sendo apresentadas as principais vantagens e desvantagens de cada um deles, bem como aplicações típicas onde os vários tipos de motores são utilizados. É feita uma comparação entre os vários tipos de motores apresentados, com o intuito de perceber a opção da utilização de motores sem escovas neste projeto. É também feita uma explicação mais detalhada do motor BLDC, por ser este o tipo de motor utilizado para a realização desta dissertação.
- **Travagem Regenerativa** – É explicado o processo de travagem regenerativa. É também feita uma abordagem de três formas de implementação de travagem regenerativa em motores BLDC. É feita uma comparação entre as três formas de efetuar travagem regenerativa, no sentido de perceber qual e quando deve ser utilizada.
- **Análise do Sistema Fornecido** – É descrito o sistema fornecido (*scooter*), com especial incidência no controlador do motor.
- **Protótipo do Novo Controlador** – Realiza-se a descrição detalhada do *hardware* constituinte do controlador construído. É apresentado o fluxograma do *software* mais relevante.
- **Módulos Adicionais** – Descreve-se o funcionamento dos diversos subsistemas inerentes a uma *scooter* elétrica: iluminação, sistema integrado de gestão de energia e interface com o utilizador. São projetadas e propostas soluções para a implementação destes módulos.
- **Resultados** – São apresentados os testes efetuados, para verificação do correto funcionamento do controlador do motor. É também efetuada uma análise do rendimento do controlador desenvolvido, bem como do motor utilizado.
- **Análise de Mercado** – É analisado o custo de produção do controlador do motor implementado. São também analisados os custos de várias soluções para a implementação dos subsistemas da *scooter* elétrica. É apresentada uma proposta de aquisição dos componentes/circuitos necessários para a implementação real do projeto.
- **Conclusão e Trabalho Futuro** – São apresentadas as conclusões finais sobre o controlador do motor e é realizada uma reflexão sobre o trabalho desenvolvido ao longo desta dissertação. São ainda apresentadas algumas propostas para melhoramentos futuros.

CAPÍTULO 2 – MOTORES ELÉTRICOS

Uma máquina de rotação elétrica pode funcionar como motor ou gerador. É considerada um motor quando transforma energia elétrica em energia mecânica de rotação e gerador quando transforma energia mecânica de rotação em energia elétrica, como acontece nas centrais termo elétricas ou no alternador dos carros [1].

Apesar de existirem vários tipos de motores, todos eles seguem os mesmos princípios de funcionamento das máquinas de rotação elétricas, sendo por isso possível explicar o seu funcionamento de uma forma geral. Todas as máquinas de rotação elétricas são constituídas por uma parte fixa, denominada de estator ou armadura, e por uma parte móvel denominada de rotor. Por norma, no estator encontram-se um conjunto de enrolamentos, denominado de indutor, e no rotor encontra-se outro conjunto de enrolamentos, denominado de induzido, sendo que é a interação entre os campos eletromagnéticos criados entre estes dois conjuntos de enrolamentos que fazem com que a parte móvel da máquina elétrica gire (ver Figura 2.1) [1].

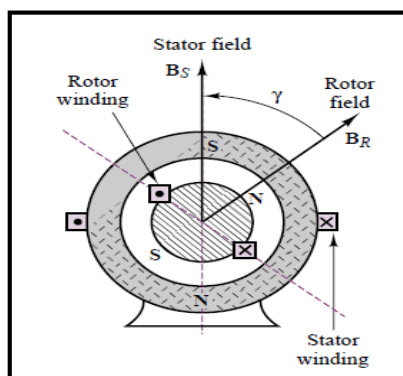


Figura 2.1 - Representação da secção transversal de uma máquina elétrica [1]

Apesar de existirem várias formas de classificar os vários tipos de motores que existem, uma das mais comuns é fazer a distinção através da sua tensão de alimentação. Desta forma, os motores elétricos podem ser classificados como motores AC ou DC (*Direct Current*). Na Figura 2.2, são apresentados alguns dos subtipos destas duas classes de motores [2].

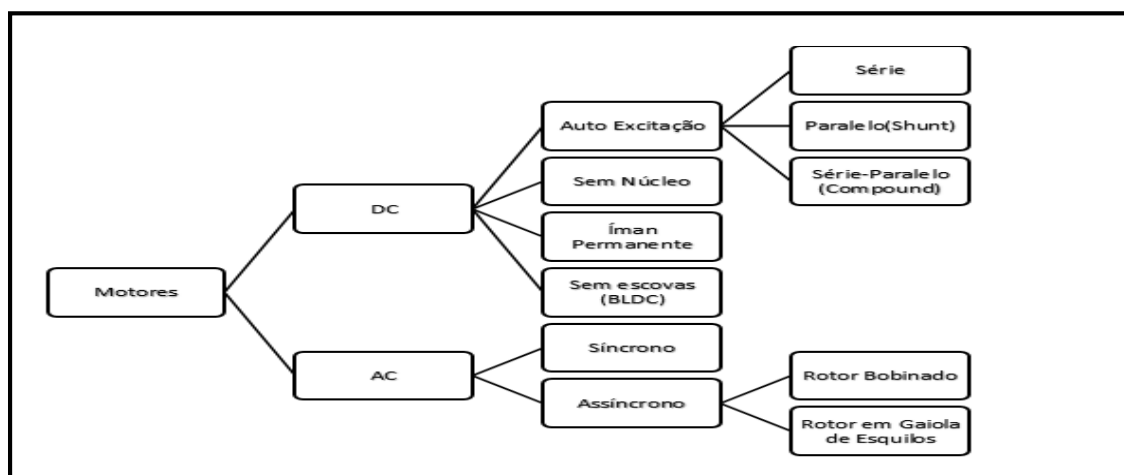


Figura 2.2 - Classificação de vários tipos de motores de acordo com a tensão de alimentação [2,3]

Como este projeto visa a construção de um controlador para um motor BLDC, neste capítulo será feita, de uma forma breve, a descrição de alguns tipos de motores, com o intuito de clarificar a utilização dos motores BLDC nesta aplicação, bem como uma descrição mais aprofundada deste tipo de motores, por forma a entender-se as especificidades destes.

2.1 – Motores AC

Neste tipo de motores, o fluxo magnético do estator é gerado pela corrente alternada da fonte de tensão, que pode ser bifásica ou trifásica. Desta forma, o campo magnético gerado por estas bobinas varia de intensidade continuamente, invertendo a polaridade, periodicamente. De facto, este tipo de máquinas funcionam à sua velocidade síncrona, ou muito próxima dela, sendo que para se conseguir variar a velocidade é necessário variar a frequência da tensão de alimentação. Apesar de isto ser possível torna-se um processo complexo e dispendioso. Devido a este problema, este tipo de motores são, usualmente, utilizadas em aplicações de energia, mas não em aplicações de controlo [1,2].

2.1.1 – Motor Síncronos

Estes motores podem ser mais facilmente entendidos, se se supuser que no centro da máquina (no rotor) se encontra um íman permanente, capaz de rodar em torno do seu eixo, coincidente com a linha central da máquina. Devido à disposição física dos enrolamentos do estator, quando alimentados com uma tensão alternada, estes produzem um campo girante e, desta forma, quando um dos polos do campo magnético, gerado pelo íman permanente, interage com esse campo girante e estes sincronizam-se, sob oposição de polos e, como o campo do estator é girante, surge um torque que coloca o rotor em movimento. Como é facilmente perceptível, este íman tenderá a alinhar-se com o campo girante criado e girará com uma velocidade proporcional à frequência da tensão de alimentação do estator e inversamente proporcional ao número de polos, ou seja, de uma forma síncrona.

Na prática, este rotor de íman permanente pode ser substituído por um eletroímã. Como é evidente, para se criarem os dois polos fixos no rotor, é necessário uma fonte de corrente contínua. Frequentemente, esta corrente é gerada por outro alternador, mais pequeno, cuja saída é retificada para produzir uma corrente contínua.

Devido ao seu elevado custo de produção, normalmente, os motores síncronos são, apenas, utilizados em aplicações de elevada potência [1,2].

2.1.2 – Motor Assíncrono

O motor AC assíncrono, também conhecido por motor de indução, é um dos mais utilizados. Como o próprio nome indica, nestes motores, a velocidade do rotor não é síncrona com a velocidade de rotação do campo girante, criado pelo estator.

Neste tipo de máquinas elétricas, quando se alimenta as bobinas do estator com uma tensão alternada, estas produzem um campo magnético variável. Desta forma, nos enrolamentos do rotor, vão ser geradas correntes induzidas que, por sua vez, criam um campo magnético que se vai opor ao campo magnético gerado pelo estator. Esta interação entre estes dois campos magnéticos (o do estator e o do rotor) vai tender a fazer girar o motor.

Existem dois tipos de motores de indução, o de rotor em gaiola de esquilos, também denominado de rotor em curto-circuito e o de rotor bobinado. O motor de rotor em gaiola de esquilos é constituído por barras condutoras e curto-circuitadas nas extremidades por anéis condutores. Essas barras são, geralmente, construídas em alumínio, mas podem também ser feitas de outros materiais condutores, como por exemplo, o cobre (ver Figura 2.3). Já no motor de rotor bobinado, o enrolamento é aberto e vai terminar num conjunto de anéis que contactam escovas. Apesar deste tipo de rotor estar em declínio, ele apresenta a vantagem de permitir a introdução de resistências externas, de forma a suavizar o arranque do motor.

O motor de rotor em gaiola de esquilos é o motor de indução mais frequentemente utilizado, pelo facto de apresentar uma grande simplicidade construtiva, ser robusto e não necessitar de muita manutenção, pois não tem coletor nem escovas [1,2].

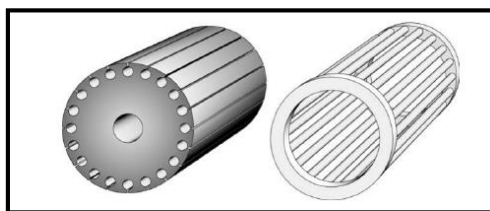


Figura 2.3 – Rotor em gaiola de esquilos [2]

2.2 – Motores DC

Os motores de corrente contínua permitem, sem grandes problemas, o controlo preciso entre amplos limites da velocidade, sendo, por isso, utilizados em múltiplos acionamentos de velocidade variável. Para além disso, estes motores permitem, para dimensões físicas pequenas, apresentar potências mecânicas muito elevadas, uma vez que podem atingir velocidades angulares consideráveis. As aplicações mais frequentes são a robótica, as impressoras, as máquinas-ferramentas, bem como aplicações industriais [3,4].

Como todas as máquinas elétricas, estes motores são constituídos por uma parte fixa, estator, onde se encontra o enrolamento denominado de enrolamento de campo ou indutor, e uma parte móvel, rotor, onde se encontra o enrolamento denominado de induzido ou armadura.

Neste tipo de máquinas elétricas, o rotor possui, ainda, um componente adicional, denominado de comutador ou coletor. Este componente tem a função de estar constantemente a inverter o sentido do fluxo magnético, gerado pelo induzido, opondo-o ao gerado pelo indutor. Desta forma, a rotação do motor é resultante da repulsão entre os fluxos magnéticos do indutor e do induzido (ver Figura 2.4) [4].

As principais desvantagens deste tipo de motores prendem-se com o seu custo (mais elevado do que de um motor de corrente alternada, para a mesma potência), bem como com a necessidade de uma maior manutenção periódica, em relação ao coletor. Contudo, atualmente, existem motores DC *brushless* em que o coletor e as escovas são substituídos por um circuito eletrónico, responsável por controlar a comutação do motor. Desta forma, a necessidade de manutenção do coletor deixa de ter relevância, pois este não existe [3,4].

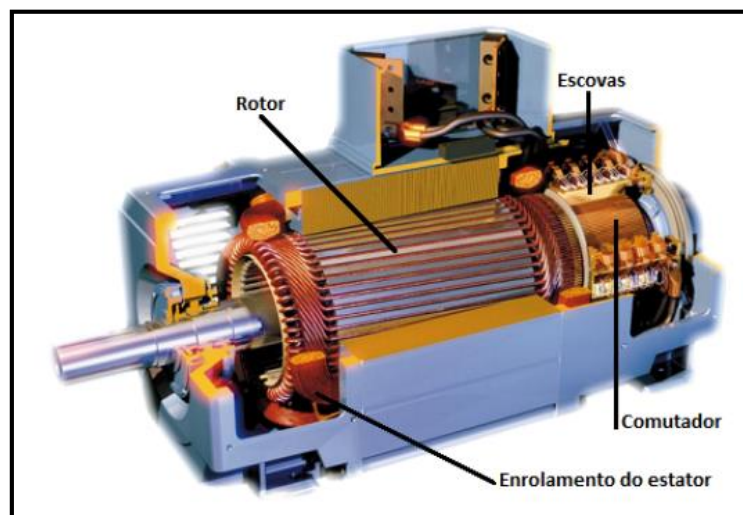


Figura 2.4 – Constituição de um motor DC [2].

Existem várias formas de ligar o enrolamento indutor e o enrolamento induzido de um motor de corrente contínua à energia elétrica, sendo que cada forma gera características binário-velocidade diferentes. A cada tipo de ligação corresponde um tipo de motor, quanto à excitação magnética:

- Ligação independente;
- Ligação Série;
- Ligação Paralela
- Ligação composta.

2.2.1 – Motor de Excitação Independente

Neste tipo de excitação são necessárias duas fontes de alimentação, uma para alimentar o indutor e outra para alimentar o induzido (ver Figura 2.5). Apesar desta desvantagem, este tipo de excitação possibilita o controlo de velocidade de forma independente, através das tensões de alimentação do indutor e do induzido. Nesta configuração, normalmente, o indutor é alimentado com uma fonte de tensão de potência relativamente baixa.

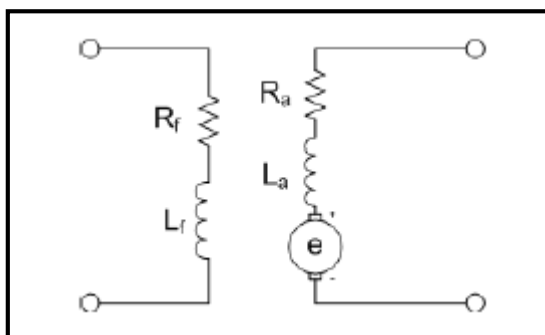


Figura 2.5 – Modelo elétrico de um motor de excitação independente [2]

2.2.3 – Motor de Excitação Série

O motor de excitação série é um motor com autoexcitação. Este tipo de motor apenas necessita de uma tensão de alimentação, pois o indutor, que é composto por L_f e por R_f , e o induzido, que é

composto por L_a e por R_a , encontram-se ligados em série, sendo, portanto, percorridos pela mesma corrente (ver Figura 2.6).

Nesta configuração, o enrolamento do indutor é formado por fio de secção elevada e baixo número de espiras, de forma a baixar a resistência do indutor, uma vez que este se encontra em série com o induzido [3].

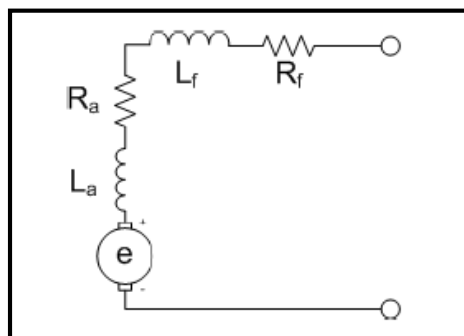


Figura 2.6 – Modelo elétrico de um motor de excitação série [2]

Neste tipo de motor, o binário é o resultado da interação entre os fluxos gerados pelo induzido com os gerados pelo indutor e é proporcional ao quadrado da corrente, portanto, pode trabalhar em situações de sobrecarga mecânica, mantendo um consumo de corrente relativamente moderado. Devido a essa característica, o motor de excitação série é muitas vezes utilizado em tração elétrica. Para além disso, o binário de arranque pode atingir um quintuplo do binário nominal, não sendo maior devido à saturação magnética do indutor, dificultando, assim, o controlo de velocidade.

A desvantagem destes motores é que em situações de redução de carga, a velocidade pode aumentar consideravelmente (embalar), tornando-se tão grande, que pode levar à destruição do induzido. Devido a isto, para a tensão nominal, não se deve colocar este tipo de motor em funcionamento com uma carga muito reduzida [3].

2.2.4 – Motor de Excitação Paralela (Shunt)

Neste tipo de motor os enrolamentos do indutor e do induzido são ligados em paralelo, como se pode ver na Figura 2.7. Nesta configuração, o enrolamento do indutor é formado por um elevado número de espiras de fio de pequena secção, sendo a resistência deste enrolamento elevada, por forma a minimizar a corrente consumida.

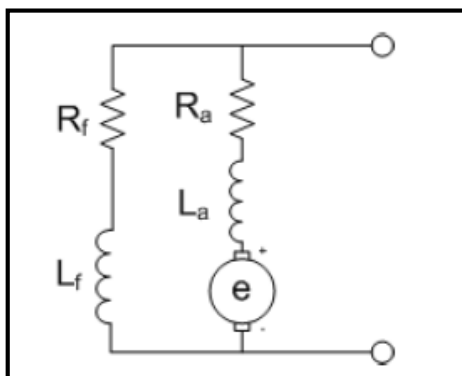


Figura 2.7 – Modelo elétrico de um motor de excitação paralelo [2]

Este motor possui a particularidade da sua velocidade variar pouco com a carga, apresentando uma boa regulação da mesma. Porém, esta característica torna este motor inadequado para aplicações de velocidade variável. O binário de arranque deste motor é inferior ao do motor série [3].

Para uma tensão de entrada constante, a corrente no indutor e, consequentemente o fluxo, são constantes, o que é uma vantagem em comparação com o motor série. Porém, para um funcionamento com entrada em tensão variável podem surgir problemas. Para além disso, nesta configuração não é possível o controlo independente das correntes do indutor e do induzido [3].

Neste tipo de motores verifica-se que, à medida que o binário aumenta, a força contraeletromotriz (FCEM) diminui, levando a uma maior queda de tensão no induzido e, consequentemente, um aumento da corrente no mesmo. Desta forma, se a corrente no indutor se mantiver constante, a redução da força eletromotriz induzida é consequência da redução da velocidade de rotação [2].

2.2.5 – Motor de Excitação Série-Paralela (Compound)

Este tipo de motor contém dois enrolamentos indutores, um ligado em série e outro ligado em paralelo com o induzido (ver Figura 2.8). O enrolamento ligado em série, por norma é o que apresenta menor resistência. Na maioria das situações, estes dois enrolamentos são acoplados de forma a que os seus fluxos magnéticos se adicionem.

Este tipo de motor reúne as qualidades do motor série e do motor paralelo, apresentando, por isso, um elevado binário de arranque, bem como uma boa regulação de velocidade [3].

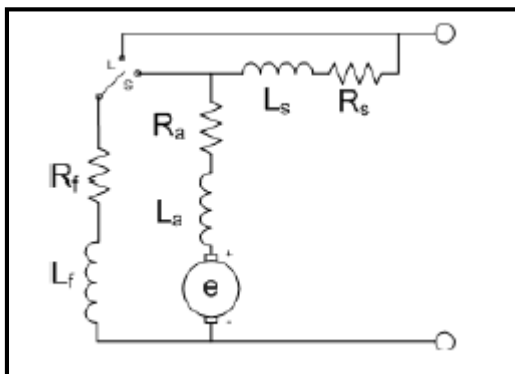


Figura 2.8 – Modelo elétrico de um motor de excitação série-paralelo [2]

2.2.6 – Motor de Íman Permanente

O motor de íman permanente, também conhecido por PMDC (*Permanent Magnet Direct Current Motor*), é normalmente fabricado para pequenas potências.

O seu rotor possui uma constituição idêntica aos dos motores DC convencionais, mas o seu estator em nada se assemelha a estes, uma vez que não possui qualquer enrolamento. Neste caso, o indutor é constituído por ímanes permanentes (dois ou mais) e o induzido é formado por um núcleo ferromagnético, usualmente com três, cinco ou sete polos e respetivos enrolamentos. O circuito magnético é completado pela carcaça do motor (ver Figura 2.9).

O funcionamento do motor de íman permanente é semelhante ao funcionamento do motor de corrente contínua convencional, sendo que a única diferença está na forma de gerar o campo

magnético do indutor. Este, em vez de ser gerado pela corrente elétrica, é gerado por um conjunto de ímanes permanentes.

Como não possuem enrolamento no indutor, para estes motores funcionarem, basta ligar os dois condutores que ligam os enrolamentos do induzido, através do conjunto de escovas/coletor. Alimentando o motor, ele roda num determinado sentido, sendo que se se inverter a polaridade da alimentação, ele roda no sentido oposto. Para aumentar ou diminuir a velocidade de rotação basta aumentar ou diminuir, respetivamente, a amplitude da tensão de alimentação.

Estes motores são de fácil construção, apresentando, por isso, um baixo preço. Este fator faz com se sejam utilizados numa vasta gama de produtos de consumo, como brinquedos e pequenos eletrodomésticos [3].

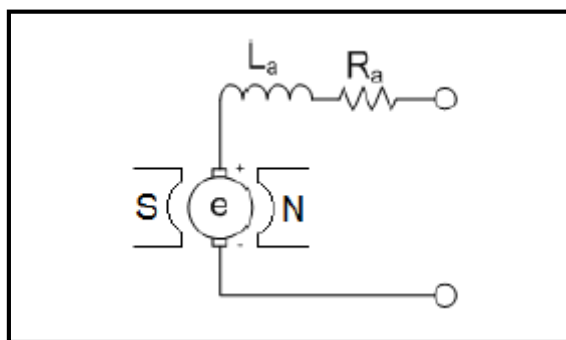


Figura 2.9 – Modelo elétrico de um motor DC de ímã permanente [2]

2.2.7 – Motor Sem Núcleo

Os motores sem núcleo (*Coreless Direct Current Motor*) são assim designados, pois o rotor não possui ferro no núcleo, não sendo, portanto, magnéticos. Em vez disso, o rotor é formado apenas pelas bobinas, geralmente autossuportadas num invólucro de fibra de vidro, de forma a construir uma estrutura rígida. O rotor é oco, com a finalidade de se tornar leve e ágil. Por outro lado, o estator é constituído por um ímã permanente, podendo localizar-se tanto no interior, como no exterior do rotor. Estes circuitos são alojados na carcaça do motor, completando, assim, o circuito magnético.

O princípio de funcionamento deste tipo de motores é idêntico ao do motor de corrente contínua convencional. A diferença está na forma como é gerado o campo magnético do estator que, em vez de ser gerado por uma corrente elétrica, é gerado pelo ímã permanente.

Estes motores são bastante mais rápidos do que os motores que contêm um núcleo de ferro, pois o estator possui uma baixa inércia. Este facto possibilita arranques, paragens e variações de velocidade muito rápidas, bem como mudanças de sentido de rotação num curto intervalo de tempo.

Comparativamente com os motores de ímã permanente, este possui um conjunto de escovas/coletor de menor dimensão e de melhor qualidade, estando, por isso, estes órgãos sujeitos a menor desgaste. Também o ruído elétrico é menor, a velocidade mais suave e a indutância mais baixa, devido à não existência de ferro no núcleo. Já as desvantagens do motor sem núcleo prendem-se com o seu reduzido binário. Para além disso, este tipo de motores possui baixa refrigeração e são mais sensíveis às pancadas.

Este tipo de motores destina-se, essencialmente, a aplicações de baixa potência, onde se pretenda um arranque rápido e velocidades elevadas. Têm, assim, grande aplicação em equipamentos de modelismo, telemóveis e comandos de jogo, para provocarem vibração [2].

2.2.8 – Motores Sem Escovas - BLDC

O motor sem escovas, também conhecido por BLDC, é um tipo de motor que não apresenta coletor nem escovas. Estes motores são constituídos por um estator com enrolamentos polifásicos, tipicamente trifásicos, e um rotor de ímanes permanentes. Para além disso, como não possuem escovas, necessitam de uma forma de determinar a posição do rotor. Apesar de não serem estritamente necessários, muitos motores utilizam sensores específicos para esse efeito.

Os motores BLDC podem dividir-se em duas categorias diferentes. Quando o rotor se encontra dentro do estator (*inrunner*) e quando o rotor se encontra externo ao estator (*outrunner*). No caso dos *outrunner* estes apresentam maiores quantidades de material magnético, o que significa que conseguem gerar mais fluxo, quando comparados com o outro tipo. Já os motores *inrunner* apresentam um rotor mais pequeno, logo apresentam menor inércia, o que lhes permite acelerarem mais rapidamente do que os motores *outrunner*. Devido às suas características, os motores *outrunner* são tipicamente utilizados em aplicações em que a sua inércia não afeta o sistema, como por exemplo em leitores de CD's (*Compact Disc*) ou ventoinhas de refrigeração, enquanto os *inrunner* são utilizados em aplicações que necessitem de atingir velocidades elevadas rapidamente e que necessitem de um elevado binário de arranque [5]. Neste tipo de máquinas a energia elétrica é convertida em energia mecânica através da interação das forças magnéticas geradas entre os ímanes permanentes do rotor e o campo rotativo induzido nos polos dos enrolamentos do estator. Cada fase do estator pode ser constituída por várias bobinas e respetivos polos magnéticos e o rotor pode possuir vários pares de polos.

Os motores BLDC industriais apresentam os enrolamentos do estator na configuração de estrela, não sendo possível alterar essa configuração para triângulo (ver Figura 2.10).

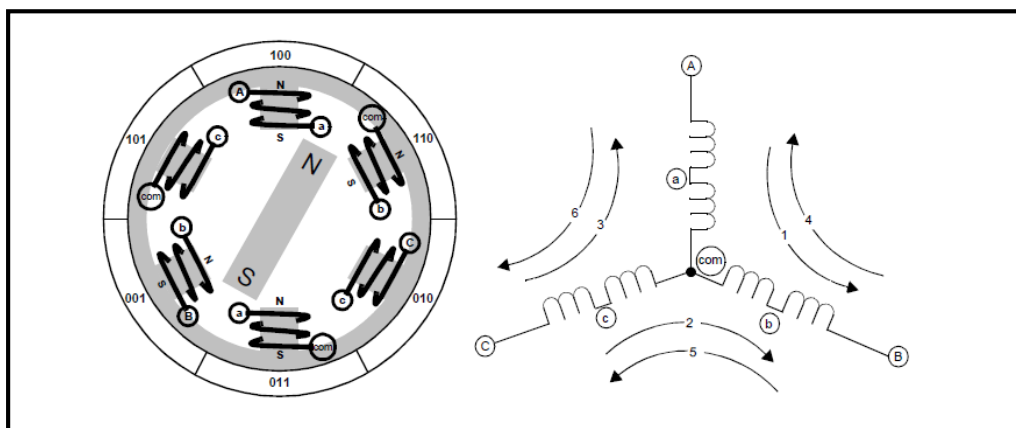


Figura 2.10 - Diagrama simplificado de um motor BLDC [6]

Devido a isso, a comutação destes motores tem de ser feita eletronicamente, o que implica a existência de um circuito de controlo do motor. Por norma, esse circuito é constituído por uma ponte H trifásica, formada por transístores de potência (ver Figura 2.11). Apesar dos motores BLDC serem muitas vezes considerados motores DC, a tensão aplicada aos enrolamentos do motor, devido ao efeito da ponte H, é na verdade AC.

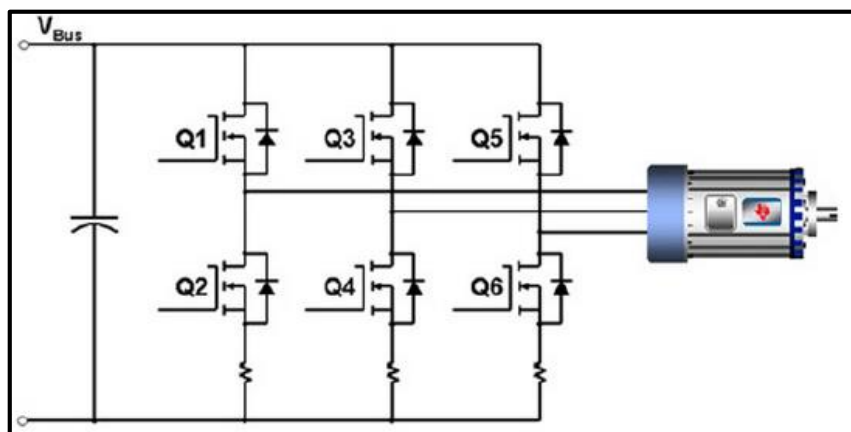


Figura 2.11 - Diagrama simplificado da ponte H trifásica [7]

Para fazer o motor girar é necessário saber em que instantes fazer a comutação das alimentações dos enrolamentos do motor que irão produzir o maior binário. Esses instantes são determinados pela posição física em que o rotor se encontra. Essa posição pode ser determinada com recurso a três sensores de *hall*, separados 60° entre si, perfazendo seis combinações diferentes dos valores das suas saídas para cada rotação elétrica do motor. Uma rotação elétrica é menos do que uma rotação mecânica do rotor, devido à existência de vários polos. Sempre que os polos magnéticos passam perto dos sensores, estes são atuados e informam o controlador eletrónico da posição em que o rotor se encontra. Baseado na combinação dos sinais fornecidos por estes sensores, o controlador eletrónico determina qual a sequência de alimentação a aplicar nos enrolamentos (fases) do estator para que o motor rode no sentido desejado. Os transístores da ponte H são acionados a uma frequência correspondente à velocidade do rotor.

Existem várias maneiras para determinar a posição do rotor em relação ao estator. Podem utilizar-se sensores de *hall* ou codificadores óticos, instalados no interior do motor para esse efeito. Existe também uma solução que não implica *hardware* adicional e que estima a posição do rotor com base na FCEM, produzida num dos enrolamentos, quando os outros dois são excitados. Os motores devem ser comutados tão próximo quanto possível do instante em que o ângulo entre os fluxos gerados pelo estator e o campo do rotor é de 90°, por forma a maximizar o binário do motor.

Este tipo de motor apresenta várias vantagens, devido, principalmente, ao facto de não ter *escovas*, o que leva a que apresente um desgaste mecânico reduzido, uma baixa necessidade de manutenção e uma vida útil longa. Para além disso, estes motores apresentam uma dimensão muito reduzida, comparativamente com outros tipos de motores, para as mesmas potências, bem como uma operação silenciosa, um bom rendimento, uma gama de velocidades extensa e baixa interferência eletromagnética (EMI). Já a principal desvantagem deste tipo de motores é o facto de necessitar de um controlador eletrónico para funcionar, o que leva a um aumento do custo do motor [8].

O controlo de velocidade nestes motores é feito aplicando um sinal de PWM (*Pulse Width Modulation*), com um *duty-cycle* proporcional à velocidade pretendida, a cada transístor da ponte H. Este sinal apenas é aplicado aos transístores que deveram estar a conduzir em cada momento.

Os motores BLDC podem ser modelados através de uma fonte de tensão, em série com uma indutância e uma resistência. Este modelo pode ser aplicado de forma independente a cada um dos enrolamentos do motor, desde que as fases tenham o mesmo número de voltas por enrolamento e as mesmas resistência e indutância (ver Figura 2.12). A fonte de tensão, dependente da velocidade, é denominada de FCEM, e é consequência física do movimento dos enrolamentos do motor num campo magnético variável. A constante K_t é uma constante de proporcionalidade e é denominada de

constante do motor. Neste tipo de motores, esta constante é uma função periódica, dependente do ângulo elétrico. A velocidade angular do motor é representada, na Figura 2.12, por ω_m e o binário por τ [9].

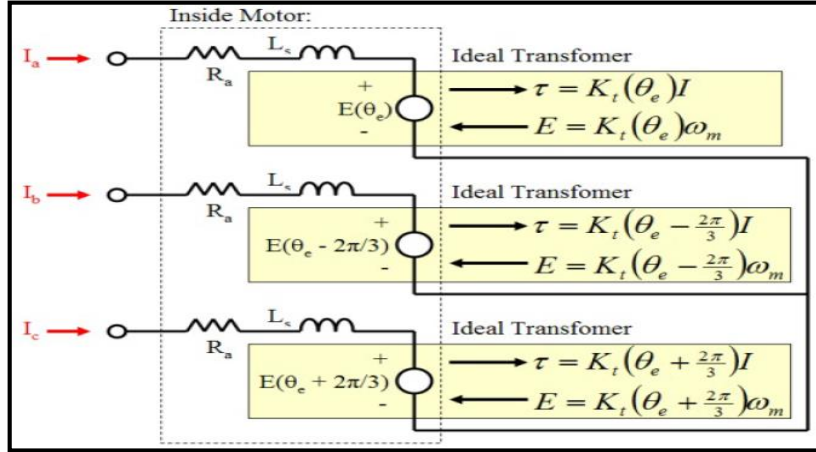


Figura 2.12 – Modelo elétrico simplificado de um motor BLDC [9]

Devido às suas características, estes motores têm vindo a substituir os motores DC com escovas, tanto a nível de aplicações de eletrónica de consumo, como a nível de aplicações industriais. Exemplos disso são os leitores de CD's e DVD's (*Digital Versatile Disc*), as ventoinhas de refrigeração dos computadores, os veículos de modelismo, brinquedos, ferramentas elétricas, bombas de precisão, compressores, entre muitos outros [2,10,11,12].

2.2.8.1 – O Rotor

O aperfeiçoamento de ímanes permanentes proporcionou o desenvolvimento de máquinas de corrente contínua, com campos de excitação por ímanes, durante a década de 50 [13]. A utilização de ímanes permanentes, em máquinas elétricas, comporta grandes vantagens, relativamente ao uso de ímanes de ferrite, habitualmente utilizados, tais como:

- Aumento da eficiência do motor, devido à redução das perdas de excitação;
- Simplificação na construção e manutenção;
- Redução do volume da máquina;
- Melhor relação densidade magnética por volume;
- Melhor relação binário por volume;
- Melhor resposta dinâmica, em comparação com as máquinas com excitação eletromagnéticas [10,14].

Os materiais que apresentam características ferromagnéticas, à temperatura ambiente, são o cobalto, o ferro e o níquel. Assim, estes três materiais podem ser combinados para formarem ligas utilizadas para produzir ímanes permanentes, tais como o alnico-5, o samarium-cobalto e o neodímio-boro-ferro. Estas ligas apresentam diferentes propriedades intrínsecas, devido à sua composição e ao tratamento que recebem durante a sua produção [13].

Os ímanes permanentes podem ser produzidos em qualquer tamanho e forma, sendo possível utilizar vários ímanes de forma a gerar uma distribuição de fluxo magnético adequado ao projeto pretendido. No que toca à construção de motores BLDC, o fator mais relevante, na escolha do tipo de ímanes, é a configuração do rotor. Este pode ser projetado para conter ímanes de superfície,

inseridos ou internos, determinando, desta forma, qual o tipo de ímã mais apropriado para essa configuração. Durante o processo de produção, os ímãs são magnetizados segundo uma orientação. Essa orientação influencia a distribuição da densidade de fluxo magnético dentro do motor, o que por sua vez afeta um dado agrupamento de ímãs. O processo de magnetização dos ímãs varia de empresa para empresa, sendo que algumas optam por os magnetizar já estando eles inseridos no rotor, utilizando para isso as bobinas do estator, e outras magnetizam-nos individualmente antes de serem colocados nos rotores [13].

A definição do tipo de rotor pode ser dada pela forma como os ímãs permanentes são inseridos no rotor. Desta forma, podem existir rotores com ímãs de superfície, rotores com ímãs inseridos na superfície e rotores com ímãs internos (ver Figura 2.13). Apesar dos rotores serem diferentes quanto à inserção dos ímãs, o princípio de funcionamento de todos eles não se altera. Nos rotores de ímãs de superfície, os ímãs são geralmente colados à superfície por meio de resinas *Epóxi* ou *Kavilor Tape*. Este tipo de fixação compromete a robustez mecânica, impossibilitando a operação do motor a altas velocidades. Nos rotores com ímãs inseridos na superfície, os ímãs são colocados em lacunas presentes no rotor. Desta forma, este tipo de rotor apresenta uma melhor robustez mecânica, comparativamente aos rotores com ímãs de superfície, possibilitando a operação do motor a altas rotações. Nos rotores de ímãs internos, os ímãs são inseridos dentro do rotor. Esta configuração faz com que rotor apresente uma maior robustez mecânica em comparação com outros tipos. Contudo, a construção deste tipo de rotores é cara e complexa, inviabilizando, assim, a sua utilização em aplicações de baixo custo [13].

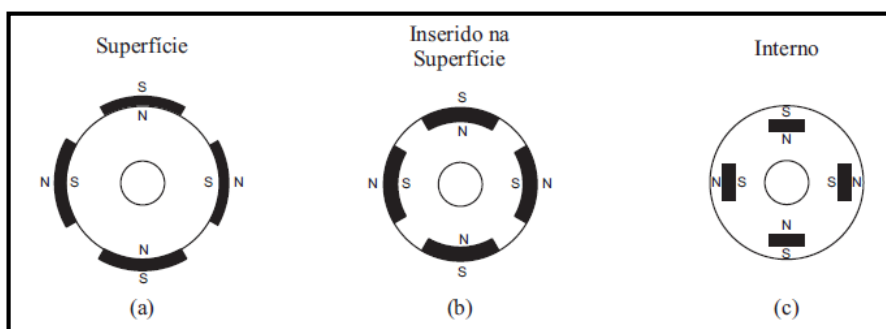


Figura 2.13 – Diferentes tipos de rotores. (a) Rotor com ímãs de superfície; (b) Rotor com ímãs inseridos na superfície; (c) Rotor com ímãs internos [10]

2.2.8.2 – O Estator

O estator é formado por uma peça de aço que contém ranhuras, ao longo da sua periferia, onde são colocados os enrolamentos (ver Figura 2.14). A maioria dos motores BLDC é formada por um estator com três enrolamentos, ligados na configuração de estrela. Cada um desses enrolamentos está dividido em dois, ligados entre si, e ligados ao longo do estator, formando um número par de polos (ver Figuras 2.10). Um motor com esta tipologia funciona energizando duas fases em simultâneo. Desta forma, fazendo-se passar a corrente elétrica entre os enrolamentos A e B, gera-se um campo magnético que faz girar o rotor 60°, no sentido dos ponteiros do relógio. Se, posteriormente, se executar o mesmo procedimento entre os enrolamentos C e B, o rotor gira mais 60°, no mesmo sentido. Desta forma, energizando os enrolamentos com uma sequência definida, é possível fazer girar o rotor na direção pretendida.

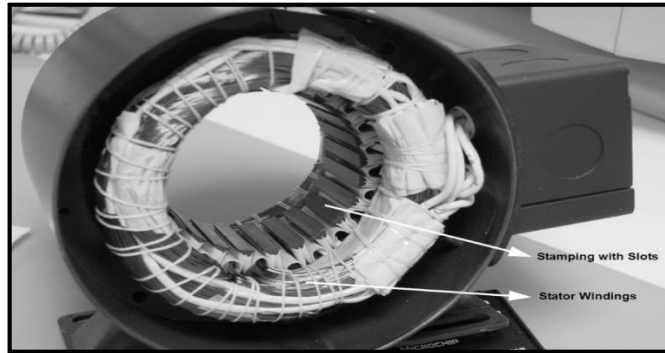


Figura 2.14 – Estator de um motor BLDC [10]

2.2.8.1 – Determinação da Posição do Rotor Recorrendo a Sensores de *Hall*

Um dos métodos mais utilizados para a determinação da posição do rotor, em motores BLDC, é a utilização de sensores de *hall*, inseridos no estator. Estes sensores comutam para o nível alto ou baixo, consoante os polos sul ou norte do rotor passam por eles, à medida que o rotor roda. Normalmente, são utilizados três sensores de *hall*, distanciados entre si 60° elétricos. Desta forma, existe sempre pelo menos um sensor que se encontra alinhado com um dos circuitos eletromagnéticos. Os sensores de *hall* dão o valor lógico ‘1’ por cada 180° elétricos e o nível lógico ‘0’ nos outros 180° de uma rotação elétrica (ver Figura 2.15).

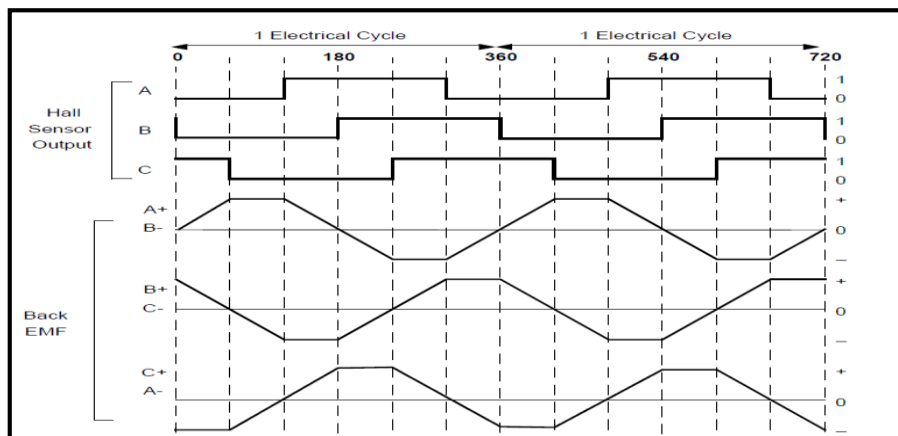


Figura 2.15 – Relação entre as saídas dos sensores de *hall* e a FCEM [10]

A utilização de três sensores gera seis combinações possíveis para ativar os transístores da ponte H, sendo que as combinações 000 e 111 representam estados não determinados e que nunca deveram ocorrer em situações de normal funcionamento (ver Tabelas 2.1 e 2.2).

Phase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C High Drive	C Low Drive	B High Drive	B Low Drive	A High Drive	A Low Drive
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1

Tabela 2.1 - Relação entre as saídas dos sensores de *hall* e as fases que têm de ser ativadas, para o motor rodar no sentido horário [6]

Phase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C High Drive	C Low Drive	B High Drive	B Low Drive	A High Drive	A Low Drive
/6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
/4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
/5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
/2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
/1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
/3	1	1	0	0	1	0	0	1	0

Tabela 2.2 - Relação entre as saídas dos sensores de *hall* e as fases que têm de ser ativadas, para o motor rodar no sentido anti horário [6]

2.2.8.2 – Determinação da Posição do Rotor Através da Força Contraeletromotriz

É possível determinar a posição do rotor com base na FCEM produzida pelos dois enrolamentos que se encontram alimentados em cada instante. Esta força pode ser medida no enrolamento que não está a ser utilizado [15].

A principal vantagem deste método é a redução de custos, por não necessitar dos sensores adicionais para determinação da posição do rotor. Porém, a FCEM só pode ser medida quando o motor está dentro de certos limites de velocidade. Assim, esta técnica tem a desvantagem de necessitar que o motor possua uma rotação mínima, capaz de gerar uma FCEM suficientemente alta para se poder determinar o seu valor. Para além disso, para comutações a velocidades superiores às velocidades de comutação ideal, o motor vai gerar uma resposta em modo descontínuo, o que não é desejável. Deste modo, a utilização deste método, para a determinação da posição do rotor, apenas é aconselhável para aplicações em que a velocidade do motor não é um requisito importante e em que a carga aplicada a este não varie bruscamente [15, 16].

2.2.8.3 – Métodos de Controlo de um BLDC

Nos motores BLDC podem ser utilizadas várias técnicas de comutação, sendo que as mais comuns são as trapezoidal e a sinusoidal. O controlo trapezoidal de um motor sem escovas é caracterizado por apresentar duas fases ligadas e uma desligada, em cada instante. Assim, a produção de binário segue o princípio de que a corrente deve fluir apenas nas duas fases que se encontram ativas, de cada vez, e não deve existir geração de binário nas regiões onde a FCEM é nula. Deste modo a FCEM tem o aspeto trapezoidal. Em teoria, a combinação entre uma corrente DC com uma FCEM, torna possível produzir um binário constante. Na prática, a corrente que fluir numa fase do motor, não pode ser estabilizada instantaneamente, e consequentemente o binário produzido pelo motor apresenta um *ripple* a cada 60° de rotação elétrica (ver Figura 2.16).

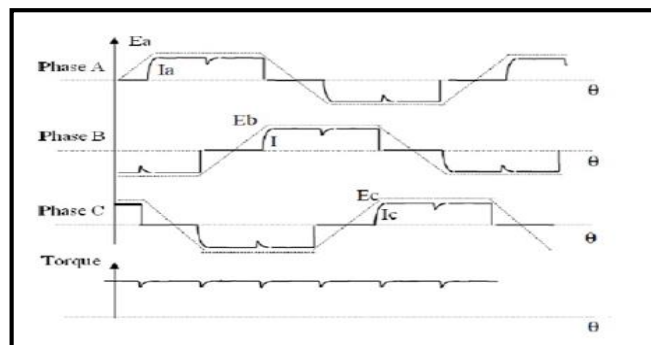


Figura 2.16 – Formas de onda elétricas nos enrolamentos do motor e gráfico do binário gerado, para um controlo trapezoidal [17]

No controlo sinusoidal de um motor BLDC, todas as três fases do motor estão a conduzir num determinado momento. Neste tipo de abordagem, o controlo dos três enrolamentos do motor é feito através de três correntes que variam suavemente e sinusoidalmente à medida que o motor roda (ver Figura 2.17). As fases relativas das três correntes são escolhidas de forma a que seja gerado um espaço vetorial suave e rotativo, de magnitude constante e sempre em quadratura com a direção do rotor. Como cada enrolamento do motor se encontra desfasado de 120° em relação aos outros, também a corrente de cada um deles terá de apresentar o mesmo desfasamento em relação às dos outros. Devido a isto, consegue-se eliminar o *ripple* do binário e os picos de comutação associados ao controlo trapezoidal [7].

De forma a gerar uma modulação sinusoidal suave das correntes do motor à medida que este roda, é necessário ter um conhecimento preciso da posição do rotor. Como os sensores de *hall* apenas fornecem uma medida grosseira dessa posição, para este tipo de controlo é necessário utilizar um dispositivo adicional, como por exemplo um *encoder*, capaz de fornecer uma estimativa mais precisa desta [7].

A informação da posição do rotor é utilizada para produzir duas sinusoides desfasadas de 120° entre si e que serão multiplicadas por um valor proporcional ao binário desejado, sendo desta forma as suas amplitudes proporcionais ao binário pretendido (ver Figura 2.17). A corrente no terceiro enrolamento é a soma das correntes referidas e não pode ser controlada separadamente.

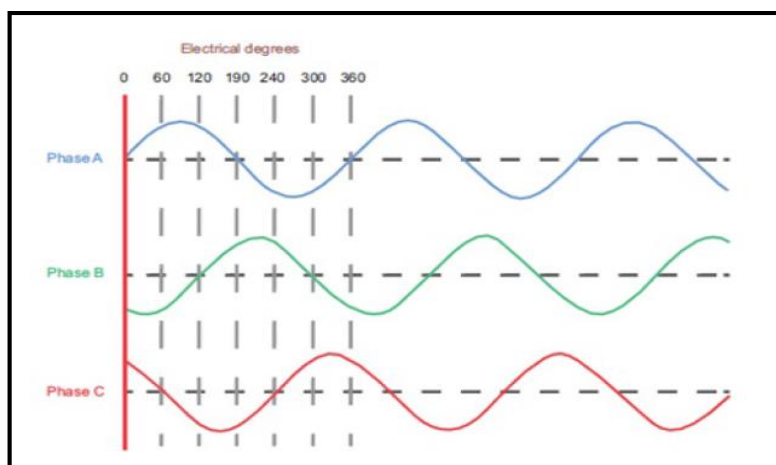


Figura 2.17 – Formas de onda sinusoidais da FCEM [18]

A comutação sinusoidal resulta num controlo mais suave do que a comutação trapezoidal. Porém, apesar de este tipo de comutação ser muito eficiente para baixas velocidades esta tende a degradar-se à medida que a velocidade aumenta, pois o controlador do motor tem de acompanhar a corrente sinusoidal e para isso tem de aumentar a frequência da senoide, ao mesmo tempo que tem de sobrepôr a FCEM do motor, que também aumenta em frequência e amplitude à medida que o motor aumenta de velocidade.

Pode então dizer-se que a comutação trapezoidal apresenta um controlo mais simples, mas produz algum *ripple* no binário, devido à comutação. Para além disso, para baixas velocidades, este tipo de controlo é inadequado para fornecer um controlo suave e preciso do motor. Por outro lado, o controlo sinusoidal resolve esse problema, mas produz maiores perdas de comutação, reduz o binário produzido pelo motor e o seu controlador é mais complexo.

2.3 – Escolha do Motor a Utilizar

Como foi visto anteriormente, existem vários tipos de motores, cada um com as suas especificidades, pontos fortes e pontos fracos. Deste modo, será feita uma comparação entre os vários tipos de motores, com vista à escolha do mais correto para a aplicação a desenvolver – *scooter* elétrica.

Sendo uma *scooter* elétrica, uma aplicação que necessita de alguma potência para se obter um comportamento idêntico a uma *scooter* convencional, podem desprezar-se, à partida, os motores DC de ímã permanente e os motores DC sem núcleo, pois estes tipos de motores são fabricados para baixas potências. Por outro lado, é necessário poder variar a velocidade do motor, por isso nem os motores AC síncronos, nem os motores DC de excitação paralela apresentam-se como uma boa solução. Já os motores DC de excitação série e excitação composta (série-paralelo) também não são alternativas viáveis, pelo facto de em situações de reduções de carga, o motor poder embalar, levando à destruição do mesmo. Assim, fica-se limitado ao motor AC assíncrono ou de indução e ao motor DC sem escovas. Contudo, não existindo muito espaço para a colocação do motor, e tendo o peso deste implicações no desempenho da aplicação, a escolha foi para a utilização de um motor sem escovas, por este poder ser construído com dimensões mais reduzidas e menor peso e apresentar uma melhor relação binário-dimensões físicas, em comparação com o motor de indução. Para além destas vantagens, que levaram à eleição do motor BLDC em detrimento do motor de indução, existem outras, como é mostrado na Tabela 2.3.

Caraterísticas	Motores BLDC	Motores AC de Indução
Caraterísticas Velocidade/Binário	Permite operar em todas as velocidades para a carga nominal	Não linear – Menor binário a velocidades baixas
Potência de saída	Alta – Desde que tenha ímanes permanentes no rotor. Pode ser alcançada para dimensões físicas pequenas.	Moderada – Desde que tanto o estator como o rotor apresentem enrolamentos. A potência de saída, para o mesmo tamanho físico, é menor do que no motor BLDC.
Inercia do rotor	Baixa – Boas caraterísticas dinâmicas.	Alta – Más caraterísticas dinâmicas.
Corrente de arranque	Nominal – Não necessita de circuitos de arranque adicionais.	Até sete vezes a nominal. Circuito de arranque deve ser bem selecionado. Normalmente utiliza um arranque em Estrela-Delta.
Requisitos de controlo	É sempre necessário um controlador para manter o motor em movimento. O mesmo controlador é utilizado para variar a velocidade.	Não é necessário um controlador para velocidade fixa. É necessário um controlador para variar a velocidade.

Tabela 2.3 – Tabela comparativa entre um motor DC sem escovas e um motor AC de indução [10]

CAPÍTULO 3 – TRAVAGEM REGENERATIVA

A travagem regenerativa é um mecanismo que serve para converter energia cinética em energia elétrica. No caso de um veículo elétrico, como uma *scooter*, a energia cinética é obtida através do movimento do motor durante uma desaceleração ou uma travagem. Desta forma é fácil perceber que existe uma relação entre a velocidade a que o veículo se desloca, a intensidade da travagem e a energia elétrica produzida, sendo que quanto maior for a velocidade e consequente travagem, maiores são a corrente e a energia elétrica produzidas [19].

A utilização de um mecanismo de travagem regenerativa proporciona diversas vantagens, principalmente a nível da autonomia do veículo, sendo que esta pode aumentar em cerca de 25%. Para além desta existe outra vantagem relevante, que se prende com a diminuição dos custos de manutenção do veículo, pois a utilização dos travões mecânicos é minimizada, diminuindo o desgaste deste sistema de travagem [19].

A implementação de travagem regenerativa pressupõe que a energia convertida seja armazenada nas baterias do veículo. Para que essa operação seja eficaz é necessário que as baterias permitam uma carga rápida, sendo que se essa condição não se verificar existe uma perda de eficiência do processo. Uma possibilidade para aumentar essa eficiência é recorrer a um banco de supercondensadores, pois estes têm a capacidade de carregar e descarregar rapidamente e aceitam correntes elevadas [19].

A principal desvantagem da travagem regenerativa é o facto de que o motor está sempre em funcionamento, ou como gerador de binário ou como transdutor de energia cinética para elétrica, o que pode provocar o seu sobreaquecimento. Este fenómeno é indesejável, e tem de ser controlado, pois pode levar à destruição do próprio motor, quer seja pela desmagnetização dos ímanes permanentes quer por rutura dos próprios enrolamentos do motor [19].

Quando se utiliza travagem regenerativa o motor funciona como um gerador. A corrente gerada, devido à energia cinética do motor, atravessa os enrolamentos do estator criando um binário de travagem, que é proporcional a essa corrente. A potência criada desta forma é armazenada no banco de baterias [20]. Para as baterias carregarem, necessitam que seja aplicada uma tensão superior à que apresentam aos seus terminais. No entanto, a tensão gerada, através do processo de travagem regenerativa, não cumpre esse requisito, sendo por isso necessário aumentar o seu valor. Para isso, a maioria dos veículos híbridos e elétricos, utilizam um conversor DC/AC de dois estágios [21]. Contudo, eles apresentam a desvantagem de ser necessário a inclusão de componentes adicionais ao circuito já existente para fazer a máquina funcionar como motor (ver Figura 3.1).

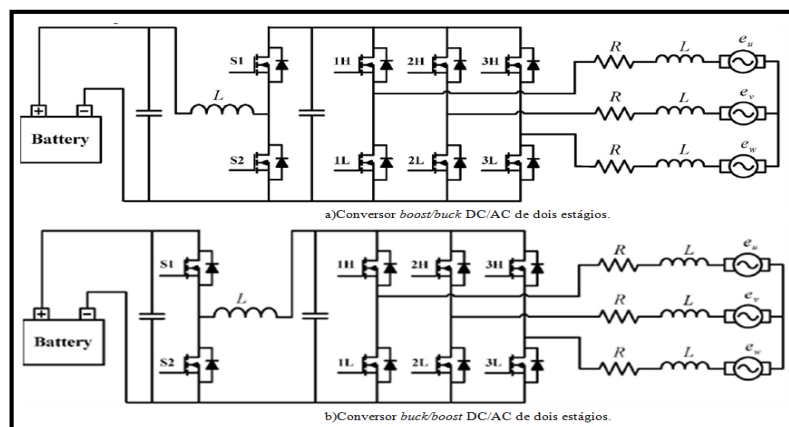


Figura 3.1 – Dois tipos de circuitos conversores de dois estágios [21]

De forma a diminuir os custos de produção podem ser implementadas soluções baseadas em apenas um estágio DC/AC bidirecional, tirando partido do *hardware* já existente (ver Figura 3.2).

Tendo em vista a implementação de um conversor num produto real, onde o preço é um fator importante, é com base nos conversores de um único estágio que incidirá esta dissertação.

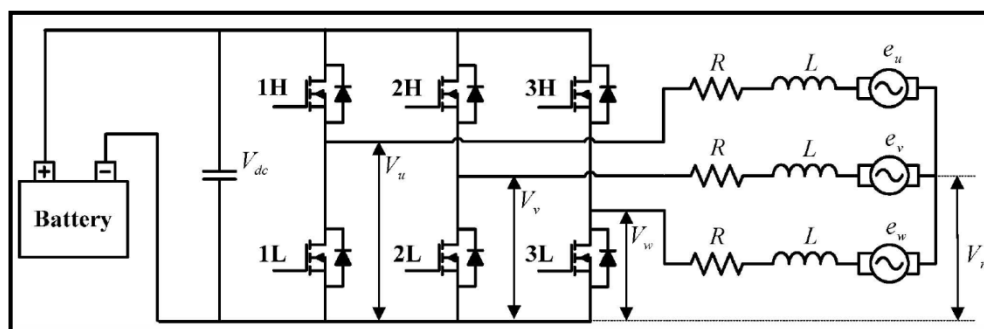


Figura 3.2 – Conversor bidirecional DC/AC de estágio único, e máquina BLDC [21]

Quando um motor BLDC é utilizado como um dispositivo de travagem, ele funciona como um gerador. Por outras palavras, a FCEM e a corrente de armadura estão desfasadas de 180° elétricos. A tensão induzida no motor pode ser elevada, para um nível arbitrário, recorrendo apenas aos componentes existentes no inversor trifásico, que é utilizado para colocar o motor em funcionamento, não sendo necessários componentes adicionais para esse efeito. Para que isso aconteça é necessário que os *switches* da ponte H sejam comutados segundo uma estratégia específica. Na prática, o que se pretende, não é mais do que criar um circuito *boost* para a tensão induzida no motor, recorrendo às bobinas deste, aos MOSFET's e díodos já existentes na ponte H trifásica [21].

3.1 – Estratégias de Comutação para Efetuar Travagem Regenerativa

Existem várias estratégias de comutação dos *switches* da ponte H, aplicadas quando se pretende fazer travagem regenerativa, sendo que estas se diferenciam pelo número de interruptores que estão ativos em cada instante. Uma estratégia é utilizar apenas um interruptor do *low side* do *driver* da ponte H, de cada vez, para fazer a comutação nos instantes pretendidos (ver Figura 3.3 a). Para determinar os momentos de ativação de cada um dos *switches*, são utilizados os sensores de *hall* para saber a posição do rotor e assim saber em que instantes ativar cada um. Existe também a estratégia de ativar dois *switches* simultaneamente, um do *high side* e outro do *low side* da ponte H. Nesta estratégia, também os sensores de *hall* têm o papel de fornecer os instantes de comutação, consoante a posição do rotor (ver Figura 3.3 b). Em oposição à estratégia de utilizar apenas um interruptor, que apresenta bons resultados quando se pretende converter o máximo de energia cinética em elétrica (veículo a elevada velocidade antes da travagem), este segundo método apresenta melhores resultados para baixas velocidades [21].

Em ambas as estratégias apresentadas os instantes de comutação dependem da posição do rotor, sendo que se essa informação não for correta todo o processo fica comprometido. Porém, existe uma estratégia de comutação que se pode utilizar quando se pretende travagem regenerativa, que utiliza os três interruptores do *low side* da ponte H e que não depende da posição do rotor. Neste caso todos os interruptores do *low side* são ativados em simultâneo (ver Figura 3.3 c). Esta estratégia de travagem é semelhante à utilizada na travagem passiva, onde se utilizam resistências de potência para dissipar a energia cinética. Porém, neste caso, as resistências são substituídas por interruptores, o que

possibilita que a energia possa ser recuperada e guardada nas baterias, em vez de ser dissipada. Este método apresenta um bom comportamento quando a velocidade de travagem é elevada, à semelhança da primeira estratégia descrita [21, 22].

Sendo a eficiência da travagem a principal preocupação, é conveniente utilizar uma mistura dos métodos descritos anteriormente, para maximizar a recuperação de energia durante a travagem. Assim, quando a velocidade da travagem é elevada, é preferível utilizar-se a estratégia de interruptor único ou a de três interruptores, e quando a velocidade é relativamente baixa é preferível utilizar-se a estratégia de dois interruptores [21].

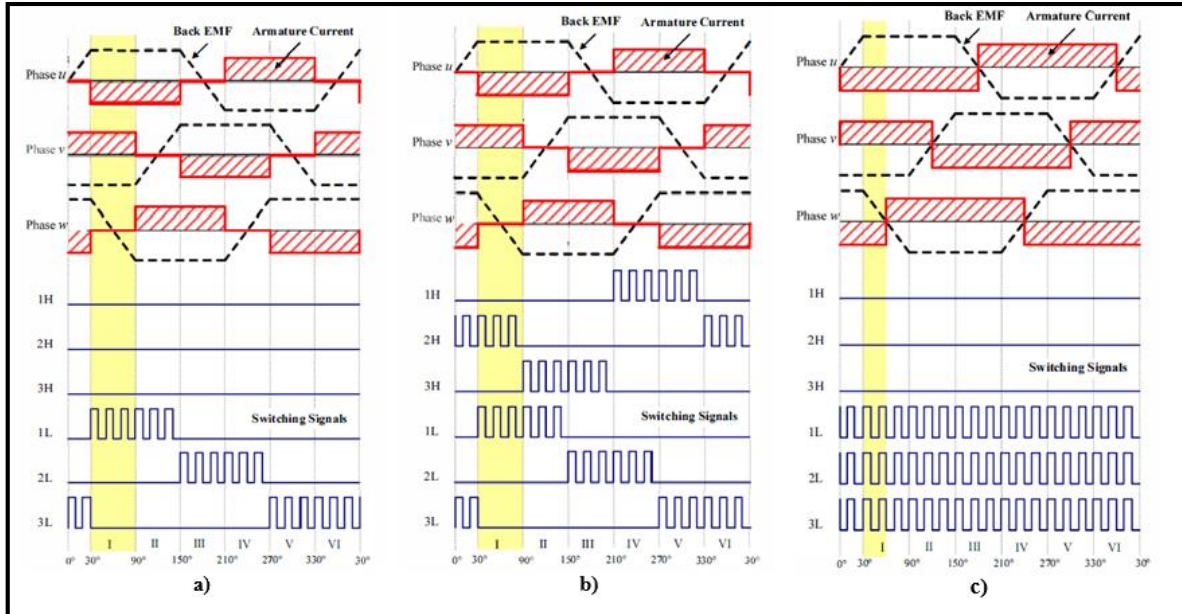


Figura 3.3 - Relação entre as fases da FCEM, da corrente de campo do motor e dos sinais de comutação. a) Comutação utilizando apenas um interruptor; b) Comutação utilizando dois interruptores; c) Comutação utilizando três interruptores [21]

CAPÍTULO 4 – ANÁLISE DO SISTEMA FORNECIDO

Para a realização desta dissertação foi fornecida uma *scooter* elétrica JCEM2500. Esta *scooter* apresenta um motor sem escovas com 2500W de potência. Esta *scooter* contém um banco de baterias de 48V, sendo constituídos por quatro baterias de chumbo de 12V e 40 Ah ligadas em série. O sistema de travagem é totalmente mecânico, sendo constituído por um travão de disco na roda dianteira e um sistema de tambor na roda traseira (ver Figura 4.1 a).

O painel de instrumentos é simples, apresentando apenas as informações básicas de monitorização do veículo. Nele encontram-se um velocímetro, um indicador do estado das baterias e um indicador do estado dos piscas e máximos (ver Figura 4.1 b). Apesar de apresentar um indicador do estado das baterias, verificou-se que este indicador apenas apresentava a tensão nas baterias, o que não dá uma noção real do seu estado de carga.

A configuração das luzes é igual à maioria das *scooters* convencionais. São utilizadas lâmpadas de 5W para a geração das luzes de mínimos e piscas. Para a luz de travagem é utilizada uma lâmpada de 13W e para as luzes de médios e máximos são utilizadas lâmpadas de 35W.

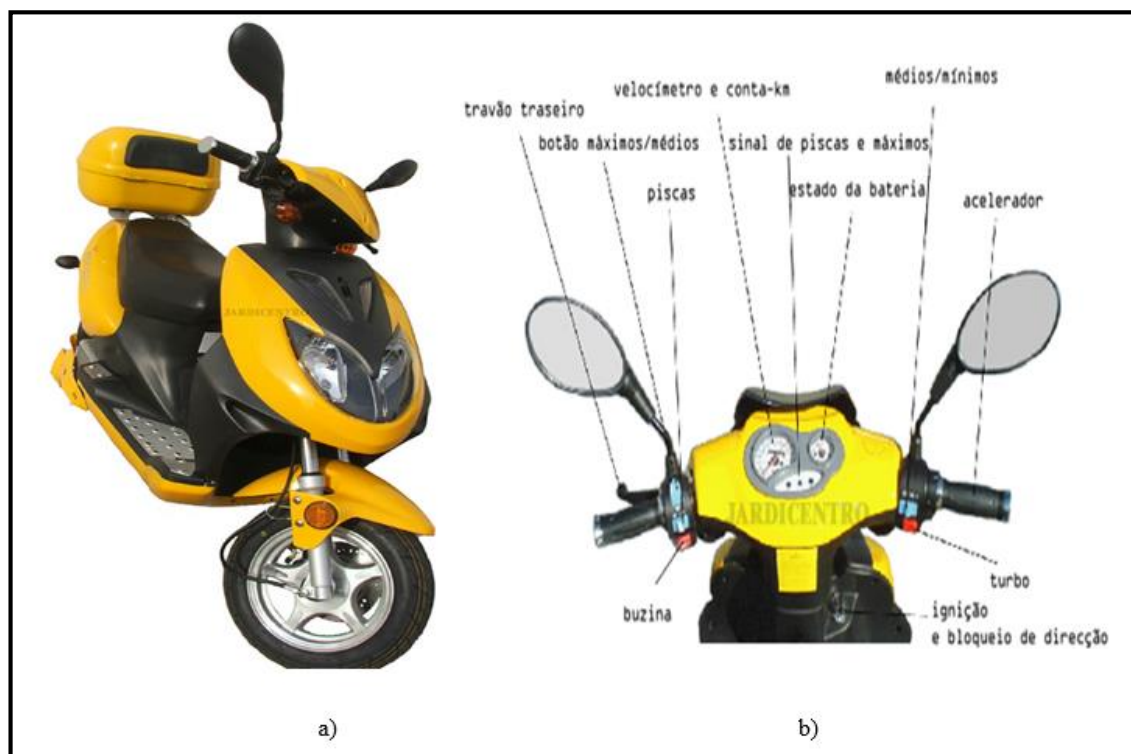


Figura 4.1 – *Scooter* fornecida (a), com pormenor do painel de interface com o utilizador (b)

O motor apresenta um rotor externo ao estator e a jante encontra-se diretamente ligado ao rotor. Desta forma, a roda traseira é formada apenas pelo motor e pneu, não apresentando nenhum tipo de estrutura extra para apoio, como acontece na roda dianteira que segue o mesmo *layout* de uma roda de mota convencional. O controlador eletrónico associado ao BLDC encontra-se fixo na parte lateral da *scooter*. Este circuito de controlo está inserido numa caixa metálica com alhetas, de forma a dissipar o calor proveniente da comutação dos *switches* da ponte H trifásica (ver Figura 4.2).

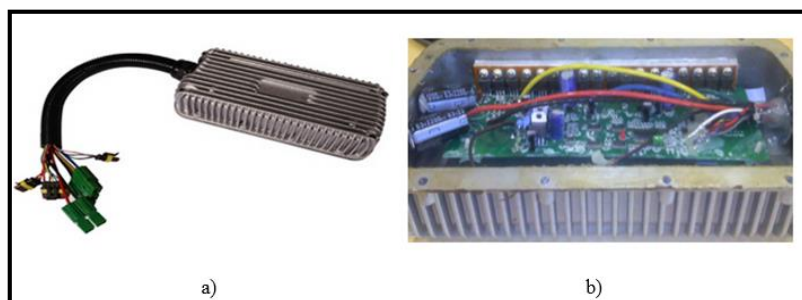


Figura 4.2 – Controlador do BLDC fornecido com a *scooter* (a); pormenor do interior do controlador (b)

4.1 – Controlador Existente

Para a análise do controlador existente, foi necessário recorrer à técnica de engenharia inversa para descobrir como este tinha sido implementado. Como seria de esperar, o controlador é baseado num microcontrolador, que tem associado o acelerador, os sensores de *hall* e um sensor de corrente. Para além disso, existe uma ponte H trifásica e o respetivo *drive*. Essa ponte está ligada aos três enrolamentos do motor. Adicionalmente, verificou-se que existiam alguns circuitos lógicos entre o microcontrolador e a eletrónica do *drive* da ponte H. Na Figura 4.3 pode ver-se o diagrama de blocos do circuito de controlo do motor.

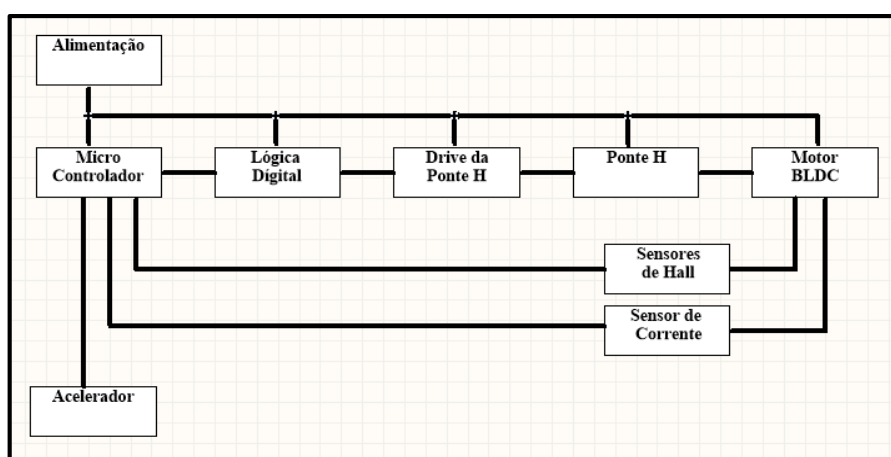


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do circuito de controlo do Motor

4.1.1 – Microcontrolador

O microcontrolador utilizado foi um Pic16F72 de 8 bits, da marca Microchip®, na versão SOIC de 28 pinos (ver Figura 4.4) [23].

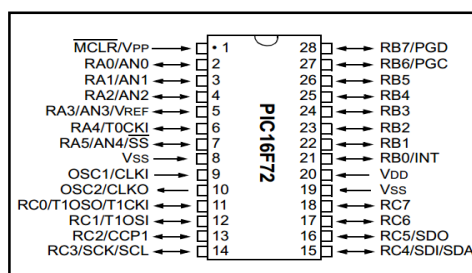


Figura 4.4 – Pinout do microcontrolador utilizado [23]

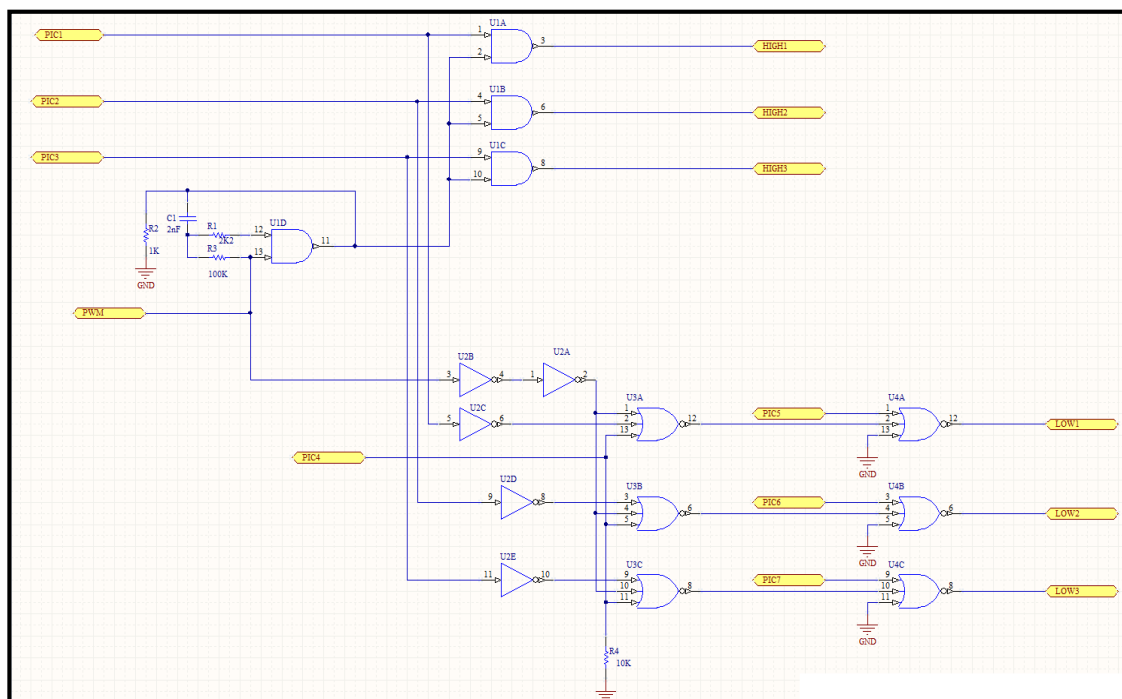


Figura 4.6 – Lógica digital implementada no controlador

Os sinais PIC1, PIC2 e PIC3 controlam o *high side* de cada uma das três fases da ponte H, respetivamente. Quando um destes sinais está a “1” na saída correspondente, é aplicado o sinal de PWM mas quando está a “0” a saída está também a “0”. Se o sinal PIC4 estiver a “1”, as saídas dos NOR, a que está ligado, estão sempre a “0”, o que leva a que todas as saídas do *low side* possam ser controladas individualmente, através dos sinais de controlo PIC5, PIC6 e PIC7. Neste caso, se estes sinais tiverem o valor lógico “0”, nas saídas aparecerá o valor lógico “1” e o contrário também se verifica. Por outro lado, se este sinal estiver a “0”, as saídas destas portas lógicas dependem do PWM e dos sinais de controlo PIC1, PIC2 e PIC3. No caso de PIC1 estar a “1” implica que na entrada da porta do NOR correspondente vai estar um “0”, logo na saída desta porta lógica estará o sinal PWM invertido. Como apenas um dos sinais, que controlam a parte do *high side* de cada fase da ponte de potência, pode estar ativo, implica que, neste caso, PIC2 e PIC3 estariam com o valor lógico “0”. Este facto faz com que nas entradas das portas NOR, a que estes sinais estão ligados, ficasse o valor lógico “1”, o que implica que nas saídas dessas portas lógicas estivesse sempre o valor lógico “0”. Desta forma, ao controlar os sinais PIC5 e PIC6, consegue aplicar-se nas saídas LOW1 e LOW2, os valores lógicos “0” ou “1”, caso estes sinais sejam “1” ou “0”, respetivamente. Ao aplicar no sinal PIC7 o valor lógico “1”, força-se que a saída LOW3 esteja sempre com o valor lógico “0” e no caso de se aplicar “0” nesta saída aparece o sinal de PWM. De forma análoga, podem analisar-se as outras combinações para os sinais de entrada, concluindo-se que o circuito permite controlar tanto as saídas que se destinam à parte do *high side*, como às saídas do *low side* do *drive* da ponte H.

O sinal de PWM não está ligado diretamente à parte que controla o *high side* da ponte H. Este é primeiro injetado num circuito que tem a função de criar um atraso no sinal de PWM (ver Figura 4.7). Para analisar esse circuito considere-se que na situação inicial este está em repouso e o condensador está descarregado e, desta forma, tanto nas entradas como na saída da porta lógica AND está o valor lógico “0”.

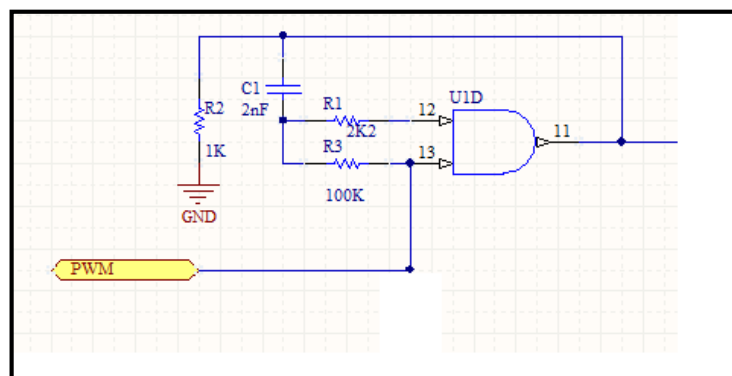


Figura 4.7 – Circuito de atraso do sinal de PWM

Quando o PWM fica com o valor lógico “1”, como a tensão do condensador não pode variar instantaneamente, este começa a carregar através de R3. Como, nesse caso, as entradas do AND têm os valores lógicos “0” e “1”, a sua saída encontra-se a “0”. Contudo, quando a tensão do condensador atinge o valor de limiar entre o valor lógico “0” e o valor lógico “1”, em ambas as entradas do AND passa a estar o valor lógico “1” e, assim, na sua saída passa a estar um “1”. Sempre que o PWM volta a “0” na saída da porta lógica fica o valor “0”. Desta forma, o condensador descarrega, voltando, assim, à situação inicial. O repetir deste ciclo leva a que o circuito provoque um atraso do aparecimento do sinal de PWM que vai para o sistema.

A introdução do elemento de atraso é justificada, pois os MOSFET’s utilizados na ponte H têm, devido aos próprios processos de fabrico, capacidades parasitas que provocam um tempo de t_{ON} e de t_{OFF} , da ordem das centenas de nano segundos. Estes tempos de carga e descarga das capacidades parasitas não podem ser desprezadas, porque se os MOSFET’s do *high side* e do *low side*, do mesmo ramo da ponte H, estiverem ativos ao mesmo tempo, forma-se um curto-circuito entre as tensões de alimentação, podendo levar à destruição destes elementos de potência. Desta forma, como o tempo de atraso gerado na ligação aos MOSFET’s é cerca de três ordens de grandeza superior aos tempos de ativação/desativação dos MOSFET’s, garante-se que quando é aplicado o PWM a estes, os que antes estavam a conduzir, já estão realmente cortados. Na Figura 4.8 pode verificar-se o comportamento do circuito de atraso.

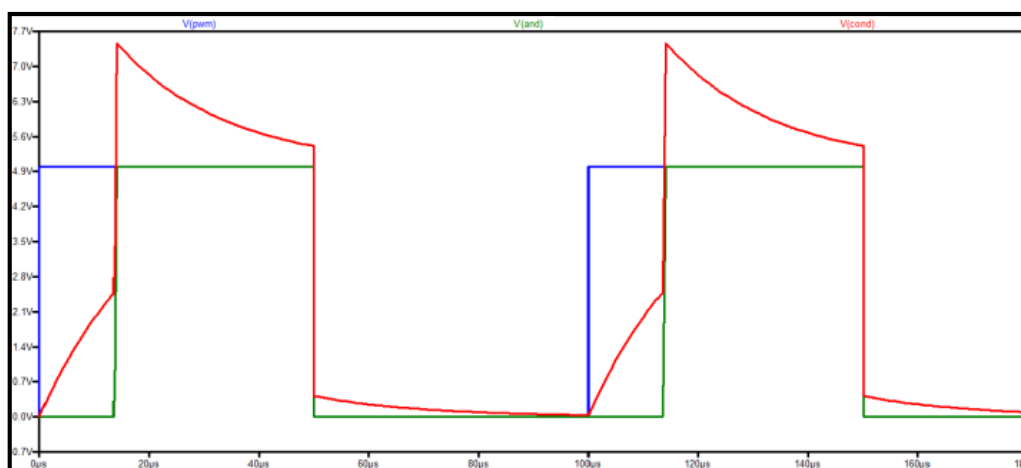


Figura 4.8 – Simulação, no Software LTSpice, do circuito de atraso. A linha azul é o sinal de PWM, a linha vermelha a tensão do condensador e a linha a verde o sinal na saída da porta lógica AND (PWM atrasado)

4.1.3 – Drive da Ponte H

De forma a ser possível controlar os MOSFET's de potência, através de sinais com os níveis lógicos de 0 e V_{DD} , provenientes do circuito lógico explicado anteriormente, é necessário que esses sinais sejam acondicionados para valores que consigam colocar os MOSFET's no estado de condução ou no estado de corte, para que estes dispositivos funcionem como interruptores e não como amplificadores. Este facto leva a que se tenha de utilizar eletrónica específica para fazer o *drive* destes sinais, até ao ponto em que estes consigam levar os MOSFET's a esses dois estados. Para analisar esta parte do circuito, foi simulado, no *software* LTSpice®, a eletrónica correspondente ao drive de um dos ramos da ponte H trifásica. Na simulação foi omitido o facto de cada ramo da ponte ser constituída por 6 MOSFET's, tendo esta sido representada apenas com 2, como se mostra na Figura 4.9.

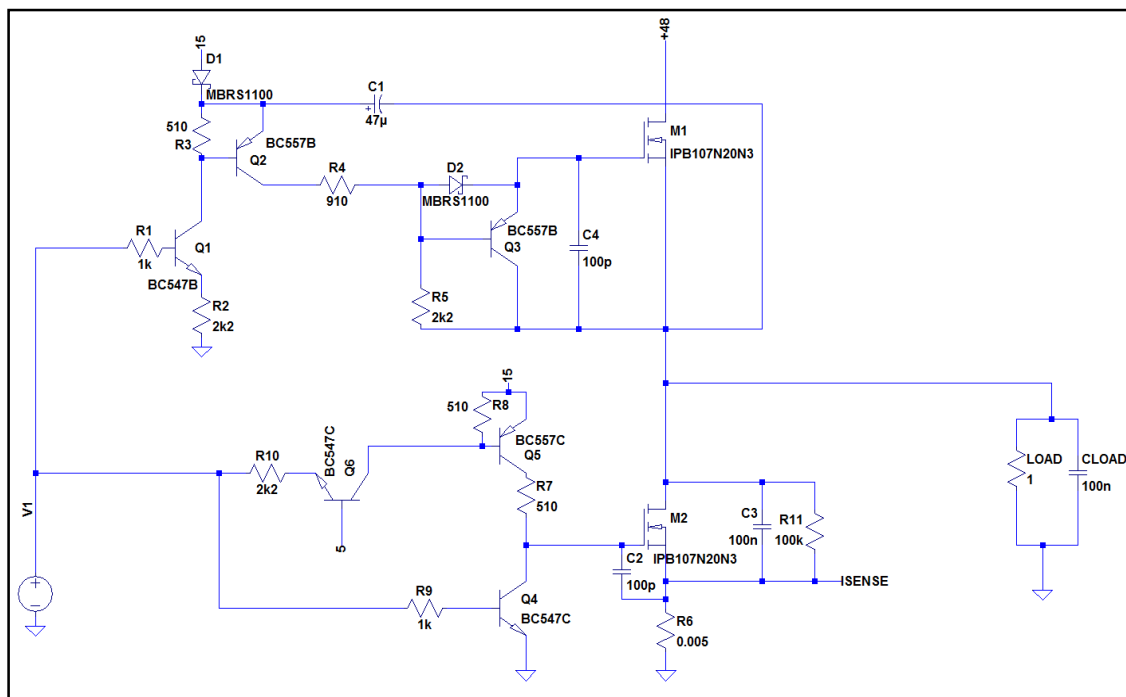


Figura 4.9 – Circuito do andar de potência simulado, com o circuito de *drive* do mesmo¹

Para simplificar a análise do circuito, este vai ser dividido em duas partes, analisando-se cada uma individualmente e, posteriormente, far-se-á a análise da totalidade do circuito. Na primeira parte será analisado a eletrónica que constitui o *drive* do MOSFET M2, habitualmente designada por *low side driver*, e na segunda parte a eletrónica que faz o *drive* do MOSFET M1, o *high side driver*. Nas secções que se seguem, começar-se-á por uma abordagem teórica, onde será explicado o funcionamento do circuito em questão, bem como os valores que se preveem nos pontos mais importantes do circuito, seguido de alguns gráficos, obtidos da simulação feita, que corroboram os dados teóricos.

¹ Os transístores em paralelo foram substituídos por um único transístor para efeitos de simulação. Apenas é simulado um ramo da ponte.

4.1.3.1 – Low side Driver

Nesta secção será analisada a parte do circuito, responsável pelo *drive* do MOSFET's M2 da ponte de potência, que é representada na Figura 4.10.

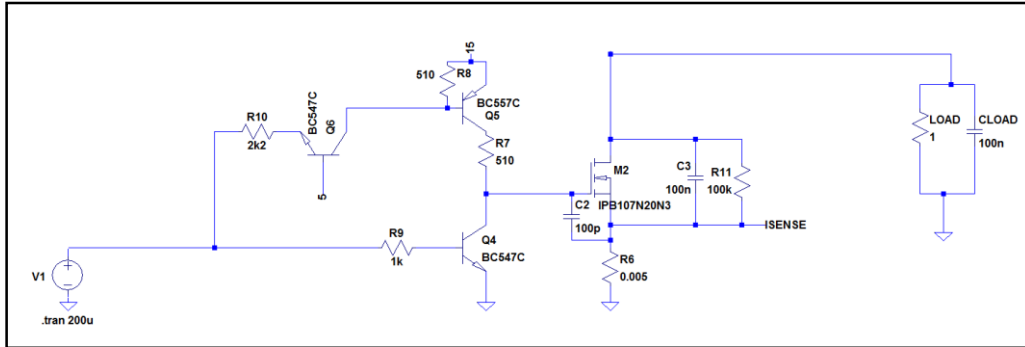


Figura 4.10 - Parte do circuito que faz o *drive* do MOSFET M2

Quando V1 está no estado lógico “1”, implica que o transistor Q4 esteja saturado, levando a *gate* do MOSFET M2 a ficar a 0V. Nesta situação, Q6 está *off* e, por consequência, Q5 também está *off*. Por outro lado, quando V1 está a “0”, o transistor Q4 está cortado e o transistor Q6 fica a funcionar como fonte de corrente. O valor dessa corrente é dado pela expressão:

$$I = \frac{5 - V_{be_{Q6}}}{R_{10}} = \frac{5 - 0.6}{2200} = 2mA$$

O facto do transístor Q6 funcionar como fonte de corrente, faz com que R8 seja atravessada por uma corrente, polarizando assim o transístor Q5. Por sua vez, este transístor fica saturado, levando a que na *gate* do MOSFET M2 fique a tensão de $15 - V_{\text{cesat}_{05}}$.

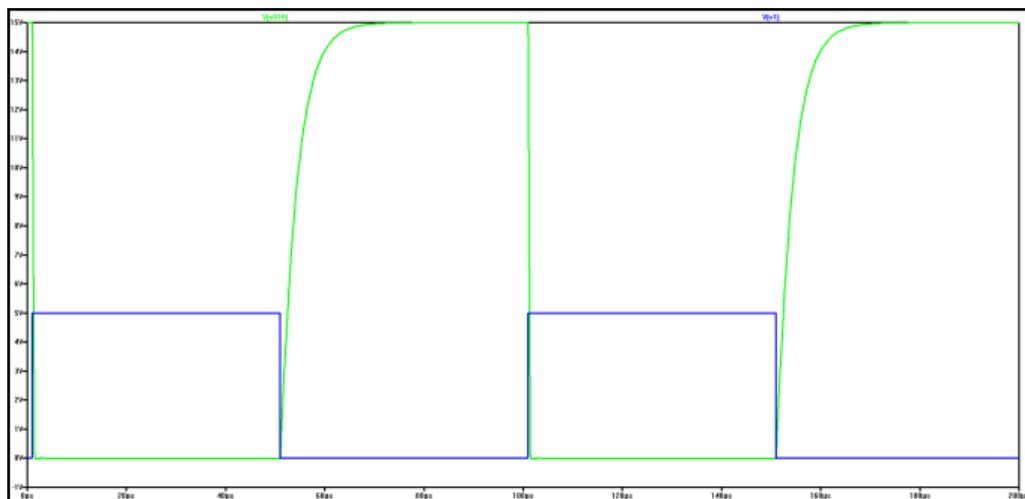


Figura 4.11 - Tensão na gate do MOSFET M2 (linha verde) e tensão de controle proveniente do microcontrolador (linha azul)

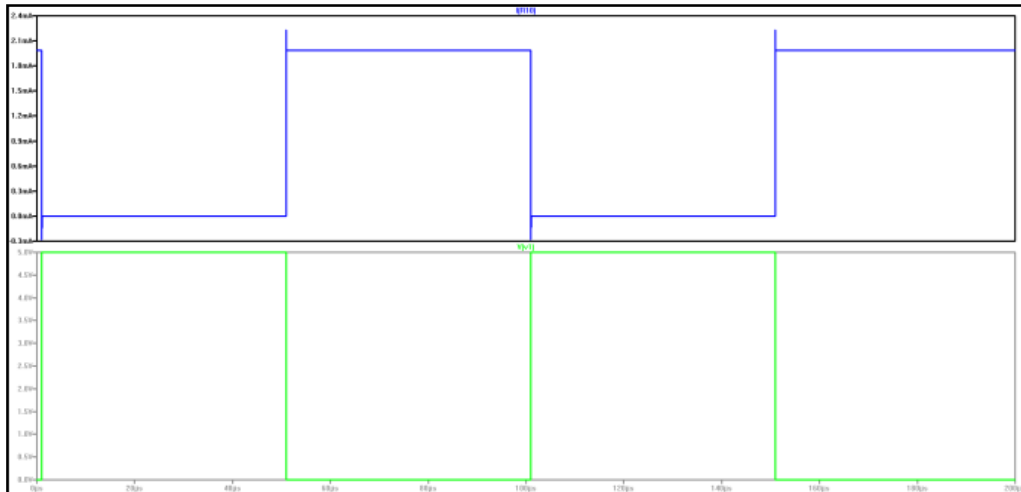


Figura 4.12 - Tensão de controlo proveniente do microcontrolador (linha verde) e corrente que atravessa a resistência R10 (linha azul)

4.1.3.2 – *High Side Driver*

Este é um *driver* bastante diferente do anterior, dado que tem de ser capaz de elevar a tensão da *gate* do MOSFET acima da tensão de alimentação, para que este fique em condução plena.

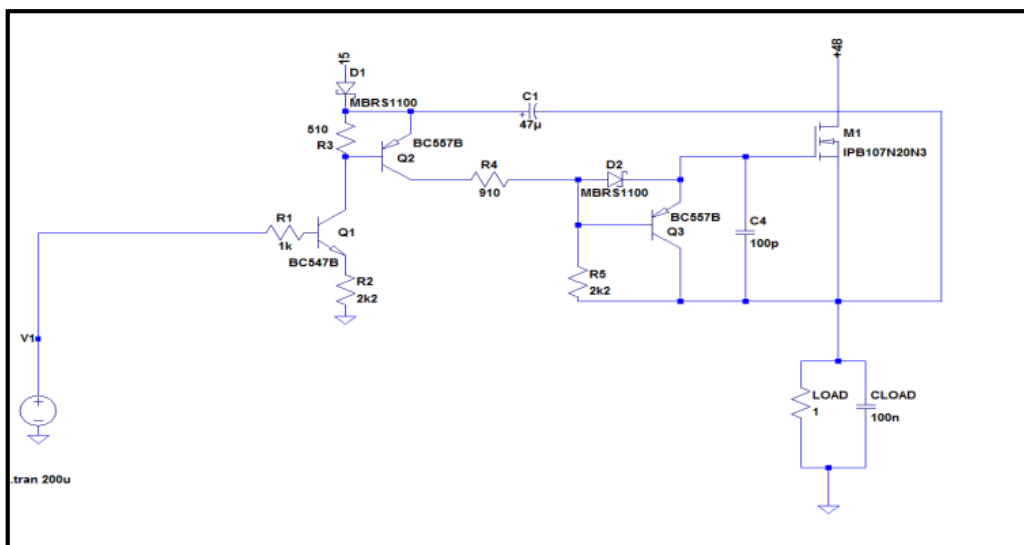


Figura 4.13 - Esquema do *high side driver*

Quando V1 está no estado lógico “0”, o transistor Q1 está cortado, o que por sua vez faz com que não exista queda de tensão na resistência R3. Desta forma, a tensão na base de Q2 é igual à tensão no seu emissor, o que leva a que este transistor esteja também cortado. Assumindo que no início a tensão na *gate* do MOSFET M1 é “0”, então a tensão na *source* deste MOSFET também é “0”. Assim, a tensão na base de Q3 também é “0”, o que faz com que este transistor esteja também cortado. Nesta fase, a tensão aos terminais do condensador C1 é de cerca de 15V.

Quando V1 passa ao estado lógico “1”, o transistor Q1 fica *on*, forçando uma corrente em R3, que coloca Q2 em condução. Como se pode ver nos resultados da simulação, na Figura 4.14, este

último transistor fica quase imediatamente saturado, com uma tensão de coletor que assume inicialmente um valor próximo de $V_{DD} = 15V$.

A corrente fornecida por Q2 carrega, através de R4 e D1, o condensador C3 mais a capacidade de *gate* de M1, fazendo com que a tensão na *gate* deste transistor aumente de uma forma quase linear (ver Figura 4.14). Quando o V_{GS} de M1 ultrapassa o seu valor característico de V_T , este transistor começa a conduzir corrente para a carga. Assim que M1 começa a conduzir, um processo de *feedback* positivo através do condensador de *bootstrap* C1 eleva a sua tensão de *gate* acima da tensão de alimentação de 48V. Isto acontece porque assim que M1 liga $V_{CQ2} \approx V_{EQ2} = V_{LOAD} + V_{C1}$, com $V_{C1}=15V$. Por outras palavras, à medida que V_{LOAD} sobe desde 0V, em virtude de M1 ficar *on*, V_{CQ2} acompanha esse aumento, reforçando o *drive* da *gate* de M1. Este processo regenerativo termina quando M1 atinge a condução plena (menor resistência dreno-fonte) e V_{LOAD} iguala a tensão de alimentação de 48V. Nessa altura $V_{CQ2} = 15 + 48 = 63V$.

Durante este processo, o transistor Q3 mantém-se *off* e destina-se, apenas, a acelerar o corte de M1. Quando Q1 e Q2 são cortados em virtude de V1 vir a 0V, o transistor Q3 liga, descarregando a carga em C3 e na capacidade de *gate* de M1.

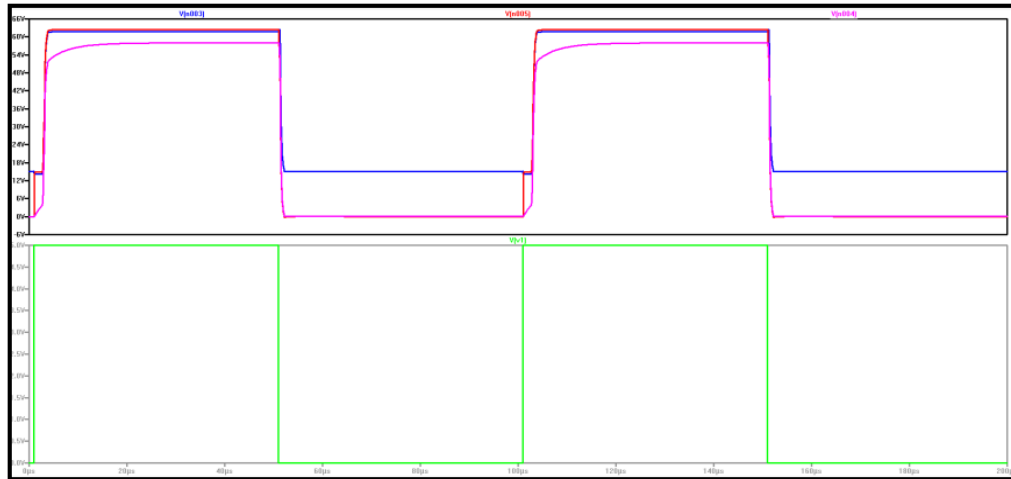


Figura 4.14 – Sinal de controlo (V1) proveniente do microcontrolador (linha verde), sinal na base do transistor Q2 (linha azul), sinal no coletor do transistor Q2 (linha vermelha) e sinal na *gate* do MOSFET M1 (linha violeta)

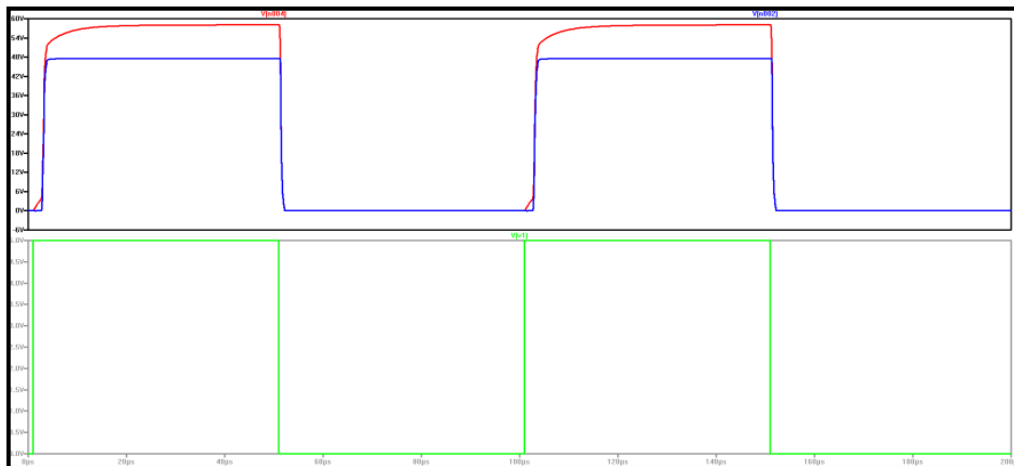


Figura 4.15 - Sinal de controlo (V1) proveniente do microcontrolador (linha verde), sinal na *gate* do MOSFET M1 (linha vermelha) e sinal na *source* do MOSFET M1 (linha azul)

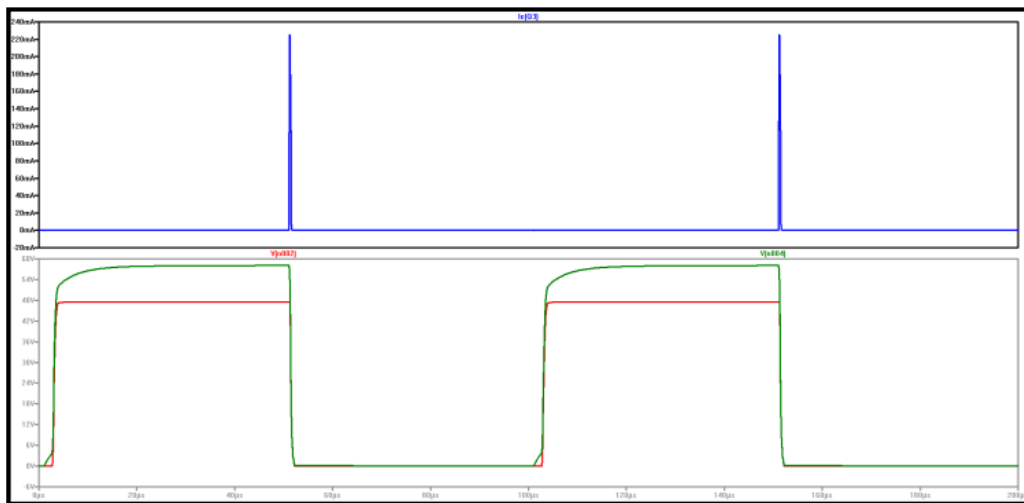


Figura 4.16 – Tensão aplicada ao motor (linha vermelha), tensão na gate do MOSFET M1 (linha a verde) e corrente que atravessa o transístor Q3 quando deixa de ser aplicada uma tensão ao motor

4.1.3.3 – Funcionamento Global do Circuito

De forma a funcionar corretamente, o *drive* da ponte H tem de fazer com que apenas dois MOSFET's da ponte, um do *high side* e um do *low side*, de ramos diferentes, estejam ativos em simultâneo. Assim, quando M1 está ativo tem de existir um MOSFET do *low side* de outro ramo que esteja também ativo, para que a corrente atravessasse o motor. De forma idêntica, quando é o MOSFET M2 que está ativo, tem de existir um MOSFET do *high side* de outro ramo que também tem de estar ativo.

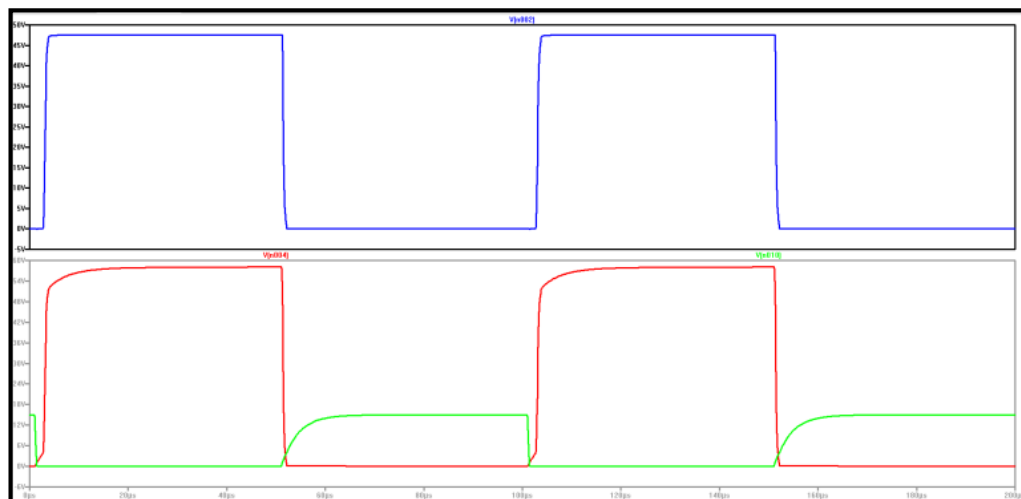


Figura 4.17 - Tensões nas gates dos MOSFET's M1 e M2 (linhas vermelha e verde, respetivamente) e tensão aplicada ao motor (linha azul)

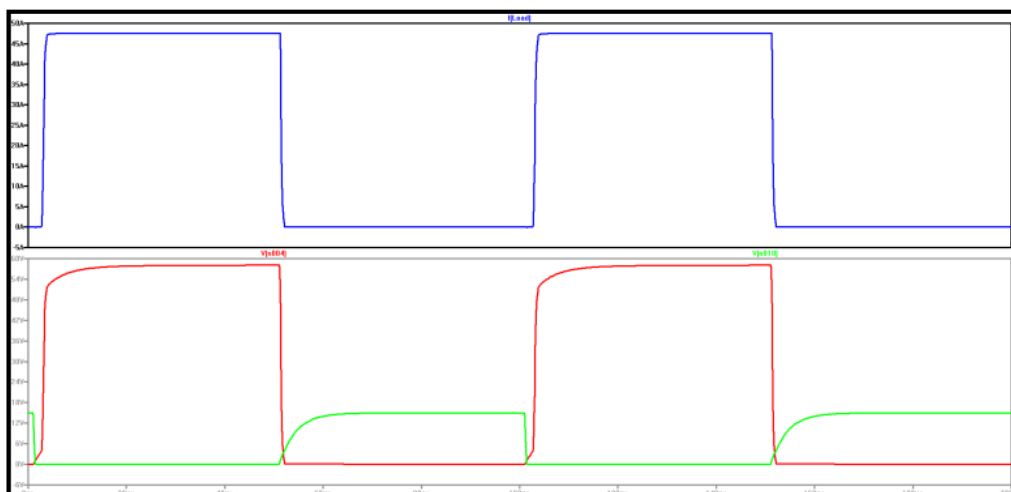


Figura 4.18 - Tensões nas gates dos MOSFET's M1 e M2 (linhas vermelha e verde, respetivamente) e corrente aplicada ao motor (linha azul)

Para cumprir a alternância na ativação dos MOSFET's, os sinais de controlo têm de estar segundo a Tabela 4.1:

$V_{\text{AtivaçãoHigh Side}}$	$V_{\text{AtivaçãoLowSide}}$	Tensão aplicada ao Motor
5V	5V	48V
0V	0V	0V

Tabela 4.1 – Relação entre os sinais de controlo do microcontrolador e a tensão fornecida ao motor

É de notar que a situação em que $V_{\text{AtivaçãoHigh Side}} = 5V$ e $V_{\text{AtivaçãoLowSide}} = 0V$ não pode ocorrer, pois os MOSFET's M1 e M2 estariam a conduzir em simultâneo, curto-circuitando a tensão de alimentação do motor (V_{DrenoM1}) à massa.

4.1.4 – Ponte H Trifásica

No controlador do motor, por ser utilizado um motor BLDC de três fases, pode encontrar-se uma ponte H também de três fases como é mostrado na Figura 4.19. É também de referir que todos os MOSFET's são dispositivos de potência e encontram-se em paralelo três a três, evitando assim ultrapassar os limites de dissipação de cada um deles.

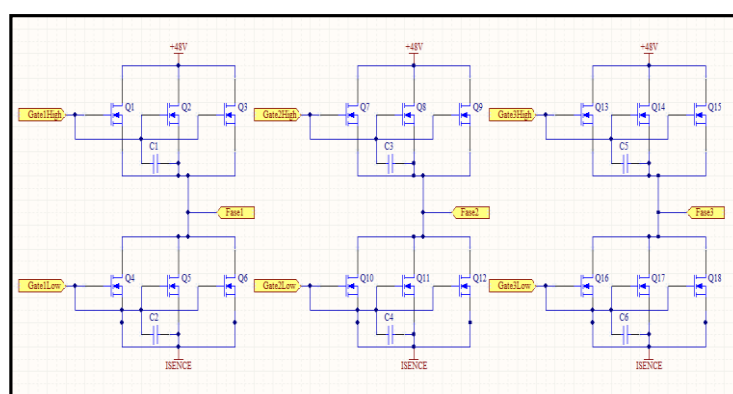


Figura 4.19 – Ponte H utilizada no circuito do controlador do motor

4.1.5 – Sensores de Hall

O motor que foi fornecido com a *scooter*, já trazia três sensores de *hall* embutidos, que produziam saídas lógicas (*high* e *low*). Desta forma, ao analisar as três saídas geradas por estes sensores, é possível descobrir a fase em que o motor se encontra, sabendo, portanto, qual a combinação dos MOSFET's da ponte H que se tem de ativar, de forma a fazer o motor passar para a fase seguinte. É de referir que as saídas dos sensores de *Hall* estavam na configuração de coletor aberto, sendo, portanto necessário a utilização de resistências de *pull up*, para que o microcontrolador faça uma correta leitura dos sinais gerados (ver Figura 4.20).

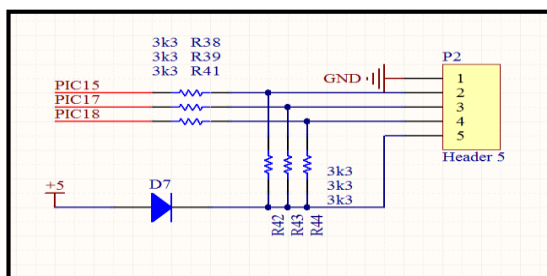


Figura 4.20 – Ligação dos Sensores de *hall* ao microcontrolador, com as respetivas resistências de *pull up*

4.1.5 – Sensor de Corrente

O circuito encarregue de monitorizar a corrente que atravessa os MOSFET's de potência é constituído por duas resistências de *sensing*, de baixo valor Ohmico (0.005Ohms, cada), que se encontram em paralelo entre si, sendo atravessadas pela corrente proveniente da ponte H. Para além deste circuito, existe também um segundo OPAMP (*Operational Amplifier*) ligado a estas resistências (ver Figura 4.21). Este está a funcionar como comparador, sendo que, sempre que a tensão/corrente gerada é superior a um determinado valor, a sua saída satura para o valor do *rail* de alimentação positiva. No caso contrário, a tensão na sua saída é a tensão de alimentação negativa. Como a saída deste amplificador se encontra ligada a um pino do microcontrolador, com capacidade de gerar uma interrupção ao processador, este sinal pode ser utilizado como uma segurança. Assim, sempre que o valor da corrente for maior do que o permitido na ponte H, este comparador sinaliza o microcontrolador e este gera uma interrupção ao processador, podendo ser tomado algum procedimento para a proteção do circuito.

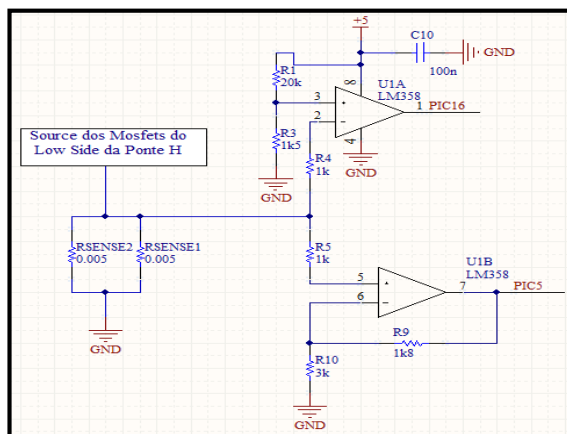


Figura 4.21 – Sensor de corrente e detetor de excesso de corrente

4.1.6 – Alimentação

O circuito implementado necessita de várias tensões de alimentação. Se por um lado, é necessária a tensão gerada pelas baterias, para a alimentação da ponte H, por outro é necessária uma tensão bastante mais baixa para a alimentação do microcontrolador, bem como da lógica de controlo. Para além destas tensões, é utilizada uma tensão de 15V para a implementação do *drive* da ponte H.

No controlador estava implementada uma fonte de alimentação baseada em três reguladores lineares, ligados em série, com saídas de 24V, 15V e 5V, respetivamente. Desta forma, a saída do regulador de 24V servia como tensão de entrada do regulador de 15V, que, por sua vez, gerava a tensão de entrada do regulador de 5V. A tensão de entrada do regulador de 24V provinha do banco de baterias, sendo que existiam duas resistências de potência em série, entre este e a entrada do regulador (ver Figura 4.22). A função destes componentes era baixar a tensão na entrada do regulador. Ao serem atravessadas por uma corrente, necessária para o funcionamento do circuito e que era da ordem das dezenas de mA, estas geravam uma queda de tensão, baixando assim a tensão no pino de entrada deste regulador. Esta solução baseada nas duas resistências em série estava implementada, pois os reguladores de 24V utilizados, apenas suportam uma tensão no pino de entrada igual ou inferior a 35V e o banco de baterias fornecia uma tensão superior a este limite [24].

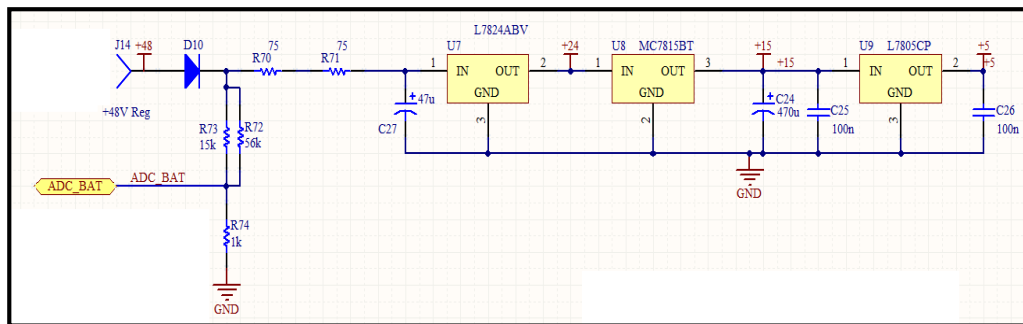


Figura 4.22 – Esquema do módulo de alimentação implementado no controlador original

CAPÍTULO 5 – PROTÓTIPO DO NOVO CONTROLADOR

A eficiência de qualquer veículo elétrico está intimamente ligada à energia que é consumida pelo controlador do motor, bem como à energia que se consegue recuperar enquanto este está a trabalhar. Assim sendo, e depois da análise efetuada ao controlador do motor que foi cedido com a *scooter*, pôde verificar-se que este tinha alguns problemas ao nível da sua eficiência. Para além de não estar implementada travagem regenerativa, a eficiência energética do próprio controlador poderia ser melhorada. Para além disto, o microcontrolador utilizado já era um modelo antigo, o que poderia ser uma desvantagem em caso de produção futura do equipamento, devido à possibilidade de descontinuidade deste circuito num futuro próximo.

Desta forma, foram redesenhados os módulos do microcontrolador, passando a ser utilizado um dispositivo mais recente, para que este estivesse disponível no mercado durante mais tempo, o módulo de alimentação, para reduzir a energia dissipada nos reguladores lineares e o módulo do sensor de corrente, para ser possível fazer-se uma monitorização mais precisa da corrente que atravessa a ponte H. O módulo de *drive* da ponte H foi mantido, pois apresentou-se como sendo um solução viável de custo reduzido. Quanto à lógica digital existente, foi decidido que esta seria removida do projeto do novo controlador, passando todo o controlo dos sinais de entrada do *drive* da ponte H a ser feito diretamente pelo microcontrolador. Esta decisão prendeu-se com a redução de custos de *hardware* e pelo facto do microcontrolador utilizado apresentar capacidade de processamento suficiente para implementar essas funcionalidades por *software*.

Seguidamente serão apresentados os detalhes da implementação de cada um dos módulos desenvolvidos, bem como a justificação para os componentes utilizados.

5.1 – Microcontrolador Escolhido

Atualmente, o mercado dos sistemas embutidos está em franca expansão, estando disponível uma grande variedade de soluções que se destinam a responder aos requisitos das novas aplicações. Estas soluções passam tanto pela utilização de microprocessadores, microcontroladores e processadores especializados em processamento digital de sinal (DSP), como por vezes, a utilização de lógica programável (FPGA) ou até mesmo circuitos específicos para a realização de uma determinada função [ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*)].

Sendo o processador o núcleo de qualquer sistema embutido, a escolha deste tem de ser feita de forma criteriosa, cumprindo os requisitos do projeto, não aumentando demasiado os custos deste. Assim, devido aos requisitos deste sistema, optou-se por utilizar uma solução baseada em microcontrolador, visto que este circuito, para além de conter o microprocessador, já traria embutido *hardware* adicional que seria necessário para o projeto, tais como memórias e ADC. A escolha deste dispositivo foi feita com base num conjunto de parâmetros, que estavam relacionados tanto com as especificações do projeto em si, como com as ferramentas de desenvolvimento e informação existente relativa a este. Para isso, foi analisado um estudo sobre o mercado de sistemas embutidos de forma a ter uma ideia das soluções que existiam no mercado dos microcontroladores [25]. Através deste documento, foi possível verificar os fabricantes que forneciam um maior *background* de informação sobre os seus dispositivos (ver Figura 5.1).

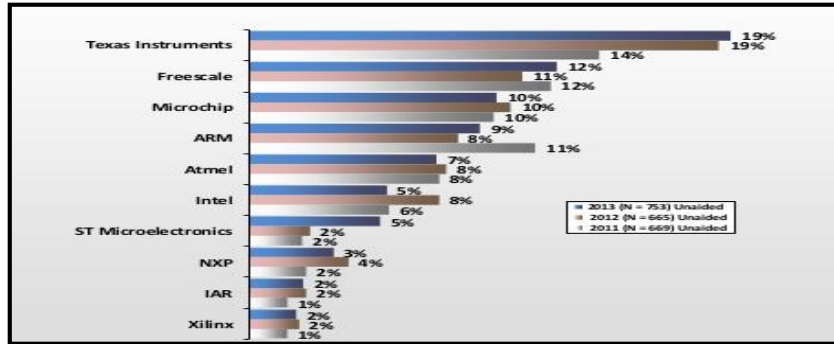


Figura 5.1 - Gráfico relativo à preferência dos fabricantes que disponibilizavam um melhor *background* de informação e ferramentas de desenvolvimento [25]

Para além disto, foi também tido em conta o crescimento, no mercado, deste componente, de forma a favorecer uma possível implementação futura do produto (ver Figura 5.2). Assim, foi analisada a viabilidade da implementação do sistema com microcontroladores de 8,16 e 32bits, sendo que se pôde excluir à partida os de 8bits, por estarem em declínio, podendo tornar-se rapidamente obsoletos.

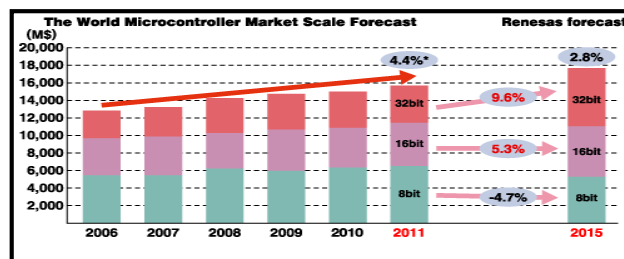


Figura 5.2 – Perspetiva de crescimento do mercado de microcontroladores de 8, 16 e 32bits até 2015 [26]

Desta forma, ficou-se com a possibilidade de trabalhar com os outros dois tipos de microcontroladores. Apesar de os microcontroladores de 32bits serem capazes de realizar as tarefas pretendidas, rapidamente se chegou à conclusão que estes eram desapropriados para o sistema a desenvolver, pois apresentavam uma capacidade de processamento bastante elevada, que não iria ser necessária. Assim, optou-se pela utilização de um dispositivo de 16bits, que também teria capacidade de processamento suficiente para a realização do sistema, tornando-se, assim, uma solução mais económica de implementar. Ao analisar-se o mercado desta gama de microcontroladores (ver Figura 5.3), verificou-se que existia uma grande tendência para a utilização das gamas de microcontroladores da marca Microchip®.

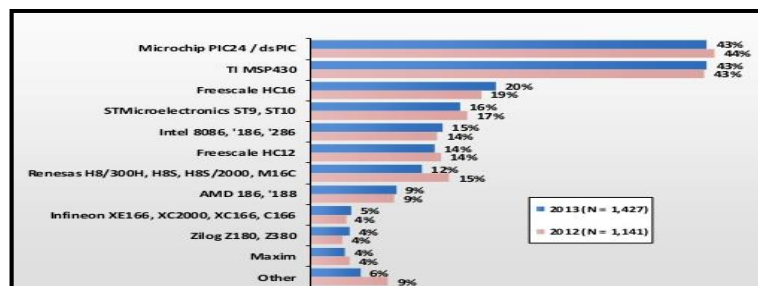


Figura 5.3 - Gráfico relativo à preferência dos chips das famílias de 16bits que os participantes do estudo consideravam utilizar nos próximos projetos embutidos [25]

Tendo por base esta informação, aliada à da Figura 5.1, chegou-se à conclusão que existia bastante suporte para esta família de microcontroladores e que estes já teriam sido bastante usados e testados, aumentando o seu grau de fiabilidade, o que levou à pesquisa mais aprofundada de um dispositivo que pertencesse a esta família. A Microchip® apresenta vários tipos de dispositivos separados em quatro categorias distintas. Contudo, todos os microcontroladores desta família têm a facilidade de apresentarem as mesmas ferramentas de desenvolvimento, terem periféricos compatíveis, apresentarem o mesmo *pinout*, entre grande parte dos microcontroladores, e ser possível a integração do mesmo *software* em todos eles. Se por um lado, existem os dsPIC33F/E, que estão classificados como DSP de alto desempenho, por outro, existem os PIC24H/E, que são classificados como microcontroladores de alto desempenho. Para além destes, existem também os dsPIC30F, que são considerados dispositivos de uso geral e os PIC24F, considerados microcontroladores de baixa potência [27]. Visto que se analisou, previamente, o controlador do motor cedido, e tendo esse circuito como guia orientador, foi decidido que o microcontrolador escolhido teria de ter um *pinout* semelhante ao microcontrolador utilizado no controlador original, de forma a tornar a implementação mais simples. Assim foi seleccionado o microcontrolador PIC24FV32KA302. Este dispositivo faz uso de um processador com uma arquitetura *Harvard* modificada com 16bits de barramento de dados e 24 bits de barramento de endereços e é capaz de executar 16MIPS quando é utilizado uma frequência de operação de 32MHz. Este núcleo tem implementado um oscilador interno de 8MHz, com um módulo de PLL (*Phase Locked Loop*) capaz de multiplicar esta frequência até quatro vezes. É também de referir, que estão suportadas em *hardware* as funcionalidades de multiplicação de 17bits por 17bits, bem como a capacidade de executar divisões de 32bits por 16bits. Tanto estas operações, como grande parte das instruções do processador, são executadas em apenas um ciclo de relógio. À parte disto, é também importante referir que todas as instruções estão otimizadas para a linguagem de programação C. Este facto, aliado ao alto desempenho do *set* de instruções, levam a que este microcontrolador tenha uma grande eficiência, tanto a nível da implementação das instruções, como do tamanho do código gerado, quando comparado com outros microcontroladores, como se pode verificar nas Figuras 5.4 e 5.5.

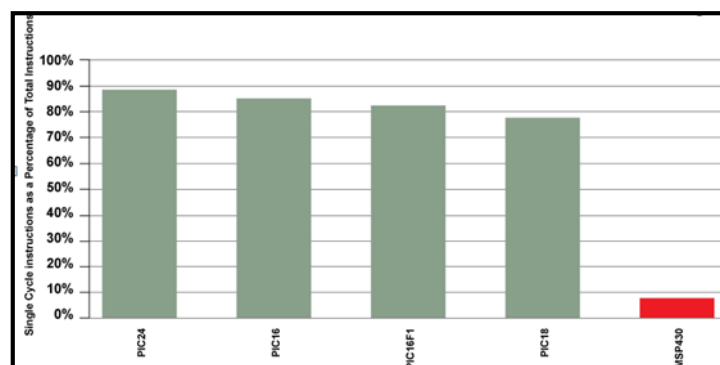


Figura 5.4 – Eficiência do set de instruções de microcontroladores PIC® vs os microcontroladores MCP430 [27]

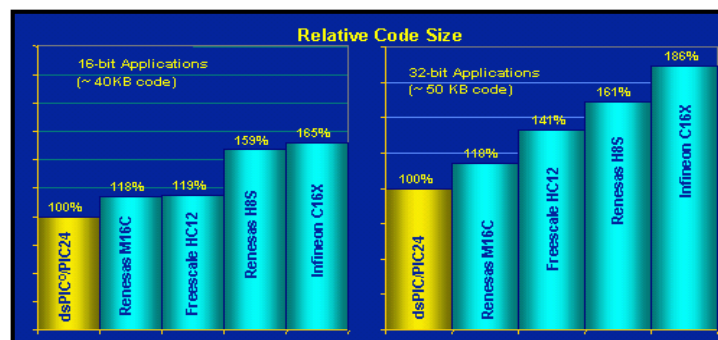


Figura 5.5 – Comparação do espaço ocupado pelo mesmo código, entre vários microcontroladores [27]

À parte o processador, o PIC24FV32KA302 tem implementado três memórias distintas:

- Memória de programa de 32Kbytes;
- Memória de dados de 2048 bytes;
- Memória EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*) de 512 bytes.

Existem, ainda, módulos de comunicação série (SPI, I²C e RS232), uma ADC, de aproximações sucessivas, com 13 canais de 12bits, cada, e um módulo de PWM com três canais [28].

Sendo este um microcontrolador de baixo consumo, está também implementado um módulo de gestão de energia, que permite ao dispositivo executar em cinco modos distintos de funcionamento:

- *Run* – O CPU, memória Flash, memória SRAM (*Static Random Access Memory*) e periféricos estão ativados;
- *Doze* – O relógio do CPU é mais lento do que o dos periféricos;
- *Idle* – O CPU está desativado mas as memórias (Flash e SRAM), bem como os periféricos estão ativados;
- *Sleep* – Apenas a memória SRAM está ativada.
- *Deep Sleep* – O CPU, as memórias e periféricos estão desativados. Apenas são reativados por fontes independentes (interrupções e exceções).

A utilização destes diferentes modos de funcionamento permite fazer uma melhor gestão energética, visto que cada um requer consumo de corrente diferente, podendo ir, tipicamente, dos 8μA no modo *run* até aos 20nA no modo *deep sleep* [28].

Com base neste novo microcontrolador, foi redesenhada esta parte do circuito, como é mostrado na Figura 5.6, sendo que as principais alterações se prenderam com a mudança do dispositivo em si e a redefinição das portas onde os restantes módulos iriam ligar. Para além disso, foram acrescentados conetores para fácil acesso, durante o processo de desenvolvimento, a todos os pinos do microcontrolador, bem como pinos para a conexão de um dispositivo de ICSP (*In Circuit Serial Programming*), por forma a ser possível programar o *chip* sem recurso a um *bootloader*. À parte disto, foi também criado um barramento com os pinos que não se encontravam ligados a nada, fornecendo, assim, a capacidade para uma futura expansão deste módulo.

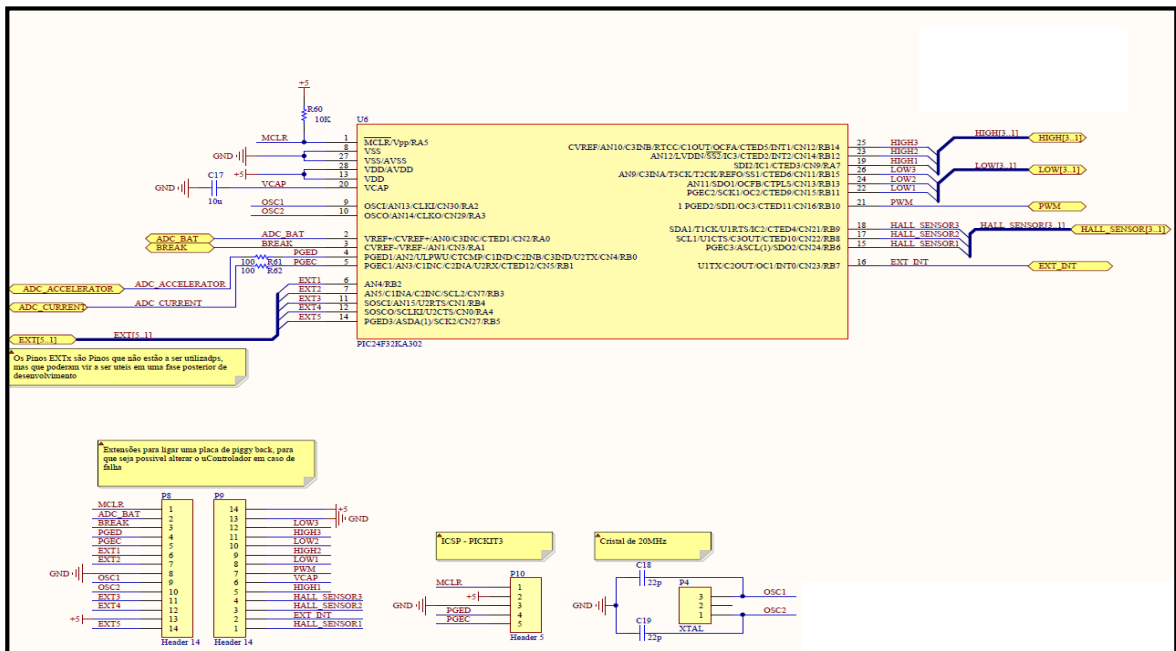


Figura 5.6 – Módulo do microcontrolador redesenhado

É ainda relevante referir, durante a fase de prototipagem, o microcontrolador não foi soldado diretamente na PCB do controlador. De forma a tornar mais fácil uma possível substituição deste componente foi desenvolvida uma PCB auxiliar, onde este componente foi montado. Esta placa auxiliar, é conectada na PCB do controlador e disponibiliza acesso a todos os pinos do microcontrolador, facilitando assim o processo de *debug* (ver Figuras 5.7 e 5.8). É ainda de referir, que apesar desta placa ter sido utilizada, nada impede de montar o microcontrolador na placa onde se encontra todo o resto do *hardware*.

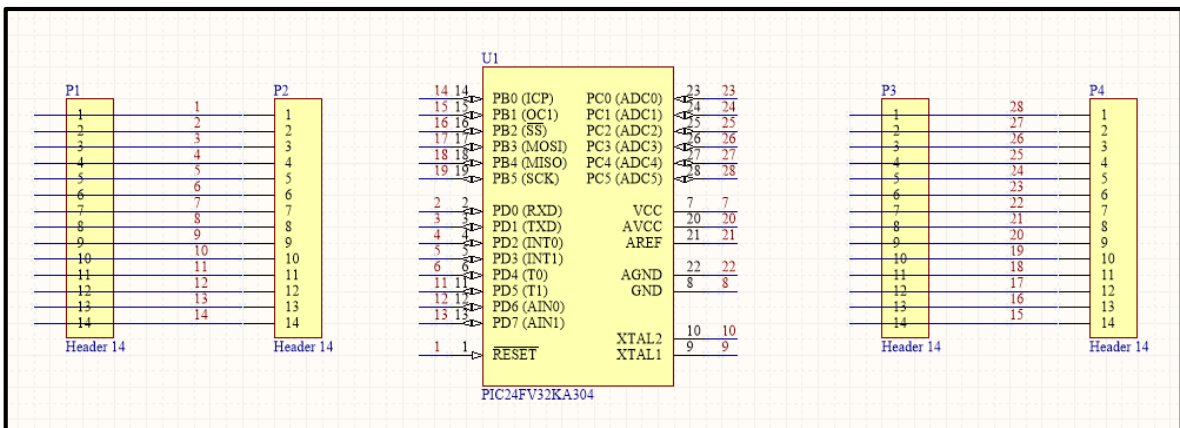


Figura 5.7 – Esquemático da placa auxiliar do microcontrolador

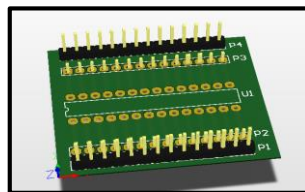


Figura 5.8 – Representação gráfica da placa auxiliar construída

5.2 – Reguladores de Tensão

Nesta parte do circuito houve a necessidade de alterar o módulo de alimentação para uma solução mais eficiente. Como foi explicado anteriormente, este módulo estava implementado com base em reguladores lineares, onde as saídas de uns eram as entradas dos reguladores para tensões inferiores. Este facto fazia com que existisse uma grande queda de tensão entre as entradas e as saídas dos reguladores, o que provocava a dissipação de alguns Watts. Para além deste problema eram, também, utilizadas duas resistências de potência entre a tensão das baterias e o regulador de 24V, com o propósito de fazer baixar a tensão de entrada deste regulador para os níveis de funcionamento permitidos.

Como a corrente que o circuito necessitava para o seu correto funcionamento era de cerca de 200mA (valor obtido experimentalmente) e o valor de cada resistência era de 75 Ohms, o valor da tensão na entrada do regulador de 24V e respetiva potência dissipada nestes elementos é dada por:

$$V_{inReg24V} = V_{bat} - R * I = 48 - 150 * 0.20 = 18V$$
$$P_{DissipadaResistências} = I^2 * R = 0.2^2 * 150 = 6W$$

Já para o caso dos reguladores, as potências dissipadas são dadas por:

$$P_{DissipadaReg24V} = I * (V_{in} - V_{out}) = 0.20 * (33 - 24) = 1.8W$$
$$P_{DissipadaReg15V} = I * (V_{in} - V_{out}) = 0.20 * (24 - 15) = 1.8W$$
$$P_{DissipadaReg5V} = I * (V_{in} - V_{out}) = 0.20 * (15 - 5) = 2.00W$$

Assim, verifica-se que existem 11.6W que estão continuamente a ser desperdiçados. Para contrariar esta situação, foi projetado um novo módulo de alimentação baseado numa solução mista, entre um regulador de comutação e um regulador linear. O regulador de comutação foi utilizado para reduzir a tensão proveniente da bateria para um valor de 12V, necessários para o funcionamento dos *drivers* dos MOSFET's da ponte H. Este tipo de regulador foi escolhido, pois é nesta redução de tensão que se verifica a maioria da dissipação de potência. Como existe uma variação de tensão tão grande, o uso de um regulador de comutação torna-se uma solução mais eficiente, sendo dissipada menos potência neste elemento. Já para fazer a redução desta tensão para os 5V, utilizados para o resto do circuito, foi decidido utilizar-se um regulador linear. Para esta decisão, pesou o facto de nesta redução de tensão, a potência dissipada no regulador ser bastante inferior à potência dissipada na redução anterior. Para além disso, como esta tensão era utilizada como tensão de alimentação do microcontrolador e, consequentemente, da ADC, o facto de os reguladores lineares produzirem tensões com menos ruído foi também relevante na escolha deste tipo de regulador.

A escolha do regulador de comutação utilizado prendeu-se com a capacidade que este tinha em preencher certos requisitos. Como a *scooter* tem um banco de quatro baterias de chumbo de 12V e cada uma delas, quando totalmente carregadas, apresenta aos seus terminais cerca de 14V, podendo, neste caso, existir 56V no circuito, o regulador teria de ter capacidade de suportar, na sua entrada, uma tensão superior a esta. Para além disto, este tinha de conseguir reduzir esta tensão para 12V, mantendo uma boa eficiência. Por último, mas não menos importante, o preço deste dispositivo teria de ser o mais baixo possível, tentando não encarecer muito esta solução. Depois de se pesquisar, chegou-se à conclusão que existiam vários dispositivos que cumpriam os requisitos pretendidos, sendo que foi selecionado o regulador de comutação MAX5035DASA, da Maxim®.

Observando-se a Figura 5.9, pode verificar-se que o dispositivo escolhido apresenta uma eficiência mínima de cerca de 75%, para uma entrada de 75V e 100mA de corrente de saída, sendo que esta vai aumentando com a redução da tensão de entrada. Desta forma, como a tensão de entrada do sistema é de 56V a eficiência do regulador será superior a 75%. Se se considerar os 48V do banco de baterias, pode verificar-se que o regulador apresenta uma eficiência de cerca de 80%, sendo que esta vai aumentando à medida que as baterias vão descarregando. Para além da eficiência do regulador, este apresenta a vantagem de necessitar de poucos elementos externos para poder funcionar, como se pode constatar da Figura 5.10.

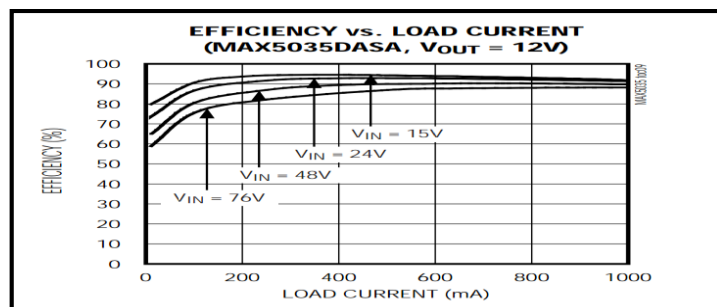


Figura 5.9 - Gráfico que relaciona a tensão de entrada, a corrente de saída e a eficiência do regulador MAX5035DASA [29]

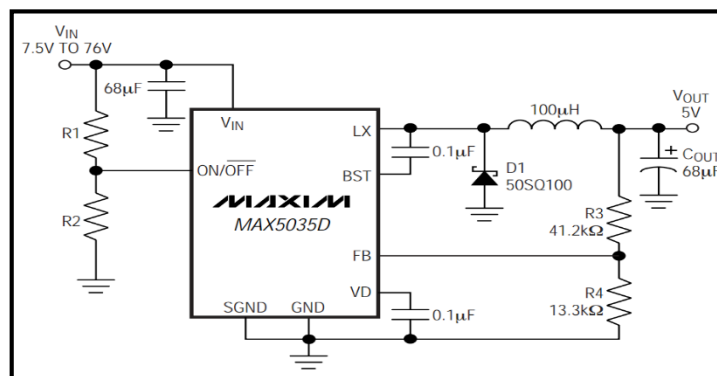


Figura 5.10 - Esquema do regulador MAX5035DASA, em configuração BUCK [29]

Para que este conversor DC-DC apresente uma saída de 12V, capaz de fornecer uma corrente de cerca de 200mA, é necessário calcular os valores dos seus componentes. Apesar do sistema apenas necessitar de cerca de 200mA para funcionar, os valores dos componentes foram dimensionados para uma corrente de 1A, de forma a suportar as necessidades de algum *upgrade* futuro. Para isso, foram utilizadas as equações matemáticas, presentes no *datasheet* do MAX5035DASA, sendo admitida uma tensão de *ripple* de 100mV para as tensões de entrada e saída do regulador, bem como o valor de 56V para a tensão de entrada deste. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 5.1.

Equação Matemática retirada do <i>Datasheet</i>	Valor do componente Calculado	Valor do Componente Utilizado
$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$D = 0.214$	—
$L = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{0.3I_{OUTMAX}f_{SW}}$	$L = 251.09\mu H$	$L = 220\mu H$

$R_3 = \frac{(V_{out} - 1.22)}{1.22} R_4$	$R_4 = 12K\Omega$ $R_3 = 106K\Omega$	$R_4 = 12K\Omega$ $R_3 = 100K\Omega$
$C_{in} = \frac{I_{out} D(1-D)}{\Delta V_Q f_{SW}}$	$C_{in} = 13.46\mu F$	$C_{in} = 22\mu F$
$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out})V_{out}}{V_{in} f_{SW} L}$	$\Delta I_L = 0.300$	—
$C_{out} = \frac{\Delta I_L}{2.2 \Delta V_Q f_{SW}}$	$C_{out} = 10.91\mu F$	$C_{out} = 15\mu F$

Tabela 5.1 – Tabela dos valores dos componentes a utilizar no regulador *buck*, por forma a este apresentar uma saída de 12V e capacidade de fornecer até 1A

Quanto ao regulador linear de 5V, foi decidido mante-lo. Este regulador não tem especificações muito restritivas, sendo por isso possível alguma liberdade na escolha deste dispositivo, desde que a sua saída seja 5V e que tenha a capacidade de fornecer algumas dezenas de mA. Desta forma, foi escolhido o regulador da série MC7805 da Texas Instruments®, com uma saída de 5V e capaz de fornecer até 1A.

Como se pode ver na Figura 5.11, foi também adicionado um divisor resistivo e um amplificador operacional, na configuração de *buffer*, entre a tensão proveniente das baterias e a massa, de forma a ser possível monitorizar, através de uma entrada da ADC do microcontrolador, a tensão nesses elementos.

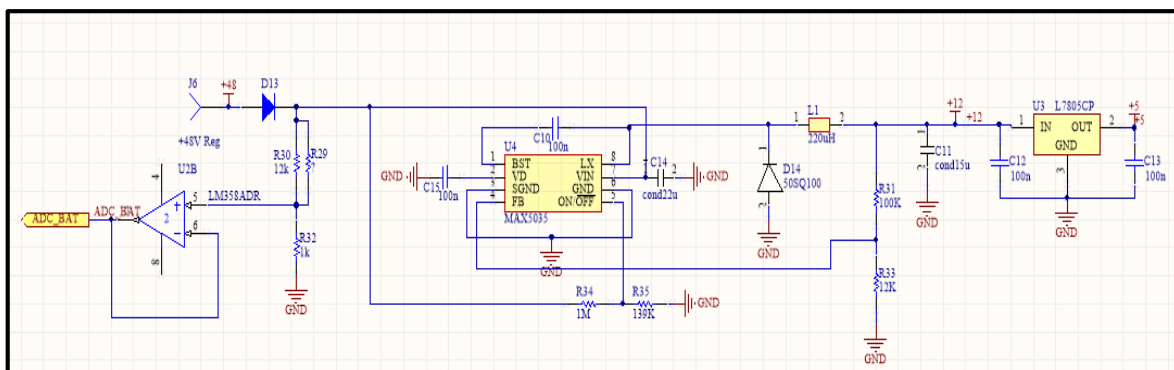


Figura 5.11 – Esquema dos reguladores implementados

5.3 – Sensor de Corrente

Tendo em vista uma melhor monitorização e respetivo controlo da energia da *scooter*, foi decidido alterar o método de medição da corrente que atravessa o motor. O motor utilizado tem a potência de 2500W e a energia provém de um banco de baterias de chumbo que perfazem cerca de os 56V, quando totalmente carregadas. Por outro lado, as baterias, de forma a aumentar a sua durabilidade, não devem ser descarregadas a menos do que 80% do seu valor. Desta forma, a gama de utilização das baterias será entre os 56V e os 38,4V, o que faz com que possam existir no sistema, no caso da potência máxima, correntes no intervalo entre 44.6A a 65.1A, podendo existir picos ainda maiores. Devido a isso, é necessário que o novo sensor de corrente consiga medir correntes desta ordem de grandeza. Optou-se assim, por utilizar o sensor ACS756 da Allegro® (ver Figura 5.12), visto este suportar correntes AC e DC entre os -100A e os +100A, com uma precisão de 0.8% a 25°C, apresentando uma pequena variação deste valor, com a variação da temperatura [30].

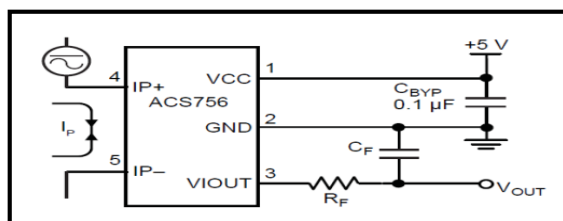


Figura 5.12 - Esquema da configuração típica do ACS756

Este dispositivo consiste num circuito com sensor de *hall* e num condutor de cobre, localizado perto deste. Portanto, quando este condutor é atravessado por uma corrente, é gerado um campo magnético, que é convertido, pelo sensor de *hall*, numa tensão que lhe é proporcional. Na saída deste dispositivo é gerado um sinal em rampa, com sensibilidade de 20mV/A, entre as tensões de alimentação negativa e positiva, GND e V_{cc} , respetivamente, sendo que de GND até $V_{cc}/2$ são representadas as correntes negativas e de $V_{cc}/2$ até V_{cc} são apresentadas as correntes positivas.

Na Figura 5.13, pode observar-se como foi integrado o sensor de corrente no circuito. É de referir que o sinal I_{SENSE} corresponde à corrente proveniente da ponte H, ou seja, a corrente que atravessa o motor. Note-se ainda que foi adicionado amplificador operacional em configuração de *buffer* para uma correta leitura dos valores do sensor por parte da ADC do microcontrolador.

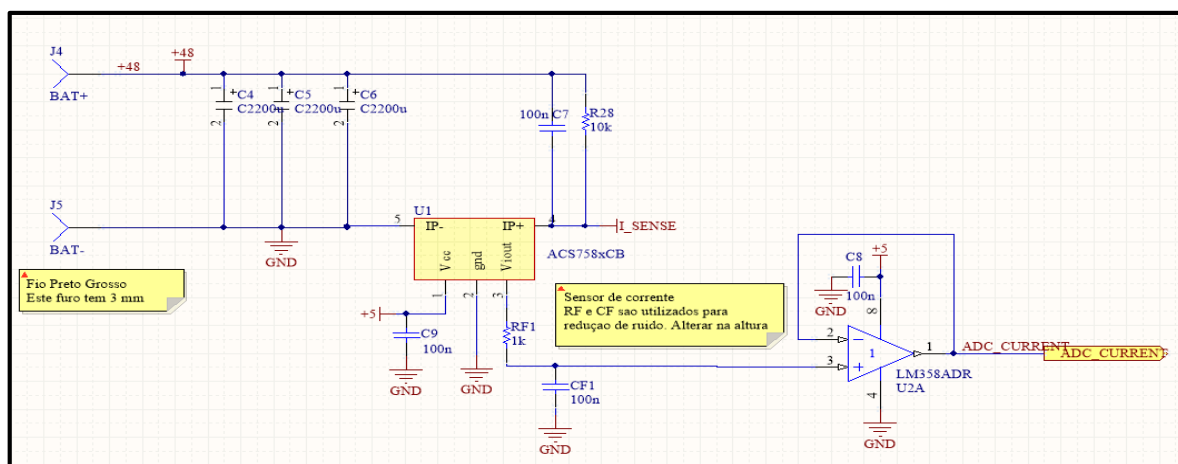


Figura 5.13 – Esquemático da eletrónica construída para implementação do sensor de corrente

5.4 – Sensores de *Hall*, Acelerador e Travão

A integração do acelerador e do travão no sistema fez-se de forma simples. Como estes elementos são dois potenciômetros, apenas foi necessária a inclusão de um filtro RC passa baixo, de forma a filtrar algum ruído, e um OPAMP, na configuração de *buffer* entre estes elementos e as entradas da ADC do microcontrolador (ver Figura 5.14).

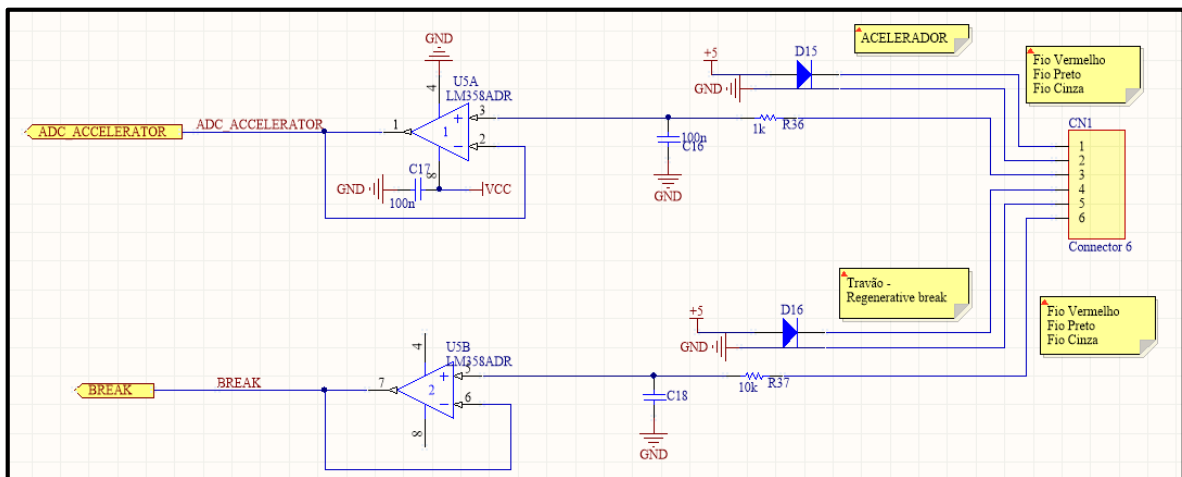


Figura 5.14 – Esquema de ligação entre o acelerador, o travão e a entrada da ADC do microcontrolador

Os sensores de *hall* apresentavam saídas em coletor aberto. Desta forma, foi necessários colocar resistências de *pull up* entre as saídas dos sensores e a tensão de 5V. Pode verificar-se, na figura 5.15, que foram adicionados filtros RC passa baixo entre as saídas dos sensores e as entradas do microcontrolador, por forma a filtrar possíveis ruídos exteriores ao sistema e/ou provocados pelas comutações do próprio motor. É ainda de referir que os pinos do microcontrolador onde estes sinais foram ligados, apresentavam a capacidade de interrupção na mudança. Esta caraterística permite que sempre que o estado de um dos pinos se altere, ocorra uma interrupção ao processador. Desta forma, o microcontrolador pode determinar qual a nova combinação dos sensores de *hall* e assim fazer a correta comutação dos sinais de controlo da ponte H.

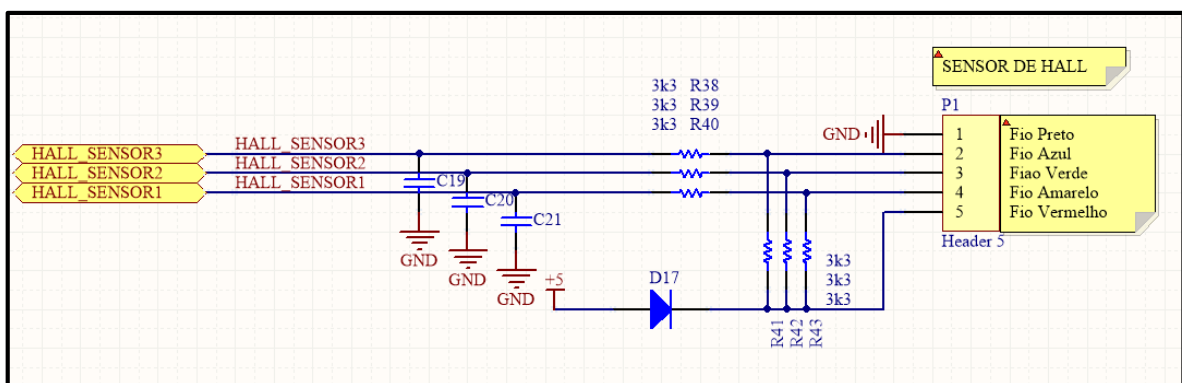


Figura 5.15 – Esquema de ligação dos sensores de *Hall* e as entradas do microcontrolador

5.5 – Visão Geral do Protótipo

Neste ponto do trabalho apenas faltava definir o circuito da ponte H. O circuito implementado é bastante similar ao da Figura 4.19. As únicas alterações efetuadas passaram pela inclusão de um diodo de roda livre entre o dreno e a fonte dos MOSFET's e a remoção do condensador entre a porta e a fonte destes dispositivos. Como foi referido anteriormente, o circuito de *drive* da ponte H foi mantido igual ao utilizado no controlador comercial.

Já com todos os módulos constituintes do circuito definidos, foi desenhado o *layout* do novo controlador. Nas Figuras 5.16 e 5.17, pode observar-se o *layout* desenvolvido, bem como a representação gráfica da PCB gerada.

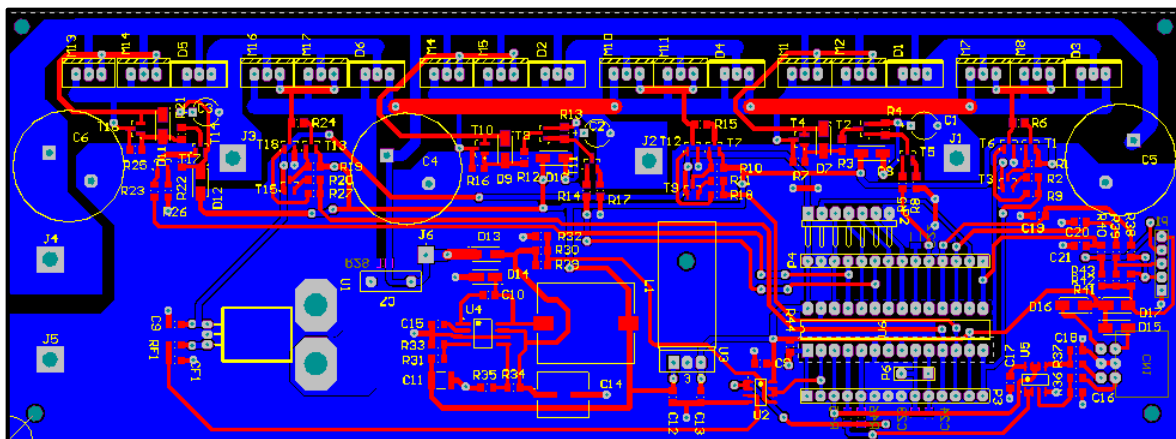


Figura 5.16 – *Layout* da placa de protótipo do controlador do motor

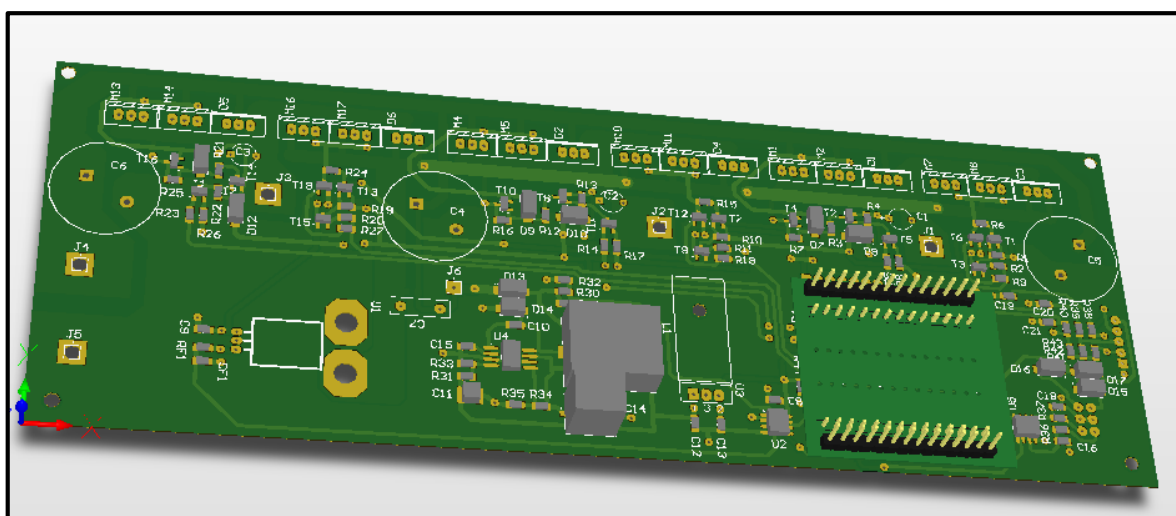


Figura 5.17 - Representação gráfica da integração da placa auxiliar do microcontrolador e da placa de controle do motor

Durante o desenvolvimento e *debug* do *hardware* verificou-se a necessidade de se desenvolver duas PCB's adicionais. De forma a ser mais fácil a substituição dos elementos de potência da ponte H, foi criada uma placa, cujo *layout* está representado na Figura 5.18. Esta placa, apenas continha entradas para as alimentações da ponte H, bem como para os sinais de controle da mesma. Para além disso, continha bornes onde os MOSFET's poderiam ser aparafusados, não necessitando de os soldar/dessoldar sempre que se quisesse fazer uma alteração destes componentes.

É ainda de notar, que esta placa foi apenas desenvolvida para ser capaz de lidar com dois MOSFET's por cada ramo da ponte H e que os díodos de roda livre foram ligados diretamente nos bornes.

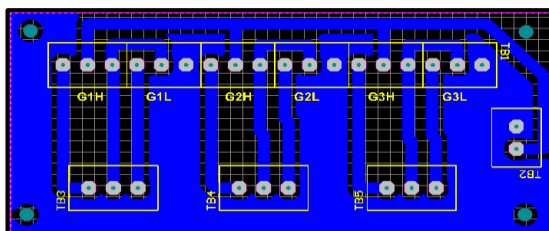


Figura 5.18 – *Layout* da placa auxiliar da ponte H

A outra placa que foi desenvolvida prendeu-se com o facto de ser mais fácil e mais rápido fazer o *debug* dos *driver* da ponte H. Assim, foram criadas três placas iguais, que continham esses *drives*. Na Figura 5.19 pode observar-se o *layout* de uma dessas placas, bem como uma representação gráfica das PCB's desenvolvidas.

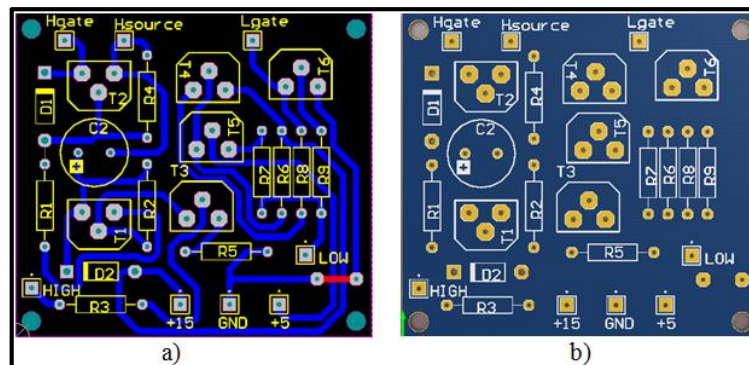


Figura 5.19 – *Layout* de uma placa auxiliar dos *drivers* (a) e representação gráfica de uma das PCB's desenvolvidas (b)

5.5 – Firmware/Software Implementado

Depois de todo o *hardware* estar desenvolvido passou-se à programação do microcontrolador. O código desenvolvido foi dividido em duas camadas funcionais distintas, constituídas por *firmware* e *software*. Na camada de *firmware* foram desenvolvidos todos os *device drives* necessários, bem como a configuração dos pinos de *I/O* e definições de constantes do sistema. Já na camada de *software* foram desenvolvidos os algoritmos de gestão do motor, bem como das comunicações.

O desenvolvimento do *firmware* passou pela configuração de quatro canais da ADC do microcontrolador, para leitura do acelerador, do travão e da corrente que atravessa o motor. Para além disso, foi programado um sinal de PWM, que estaria disponível em seis pinos, do microcontrolador. Estes pinos são responsáveis pelos sinais de controlo, que são injetados nos *drives* da ponte H de forma a controlar este módulo de potência. Foi ainda configurado, nos três pinos onde os sensores de *hall* estavam ligados, a capacidade de *change input notification*. Desta forma, sempre que o estado de um sensor de *hall* era alterado era gerada uma interrupção e o microcontrolador poderia recalculer os sinais de controlo a aplicar na ponte H. Por fim, foram configuradas as comunicações. Foi configurada uma UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*), para comunicação RS232, por forma a ser possível obter valores do sistema e fazer *debug* do *firmware/software* e uma comunicação SPI, de forma a ser possível a comunicação com futuros módulos.

Depois da configuração de todo o *firmware* procedeu-se a construção do *software*. Primeiro o microcontrolador verifica o estado do acelerador e do travão e com base nos valores obtidos calcula o *duty cycle* do sinal de PWM. Em seguida, aplica esse sinal nos pinos correspondentes do microcontrolador, que por sua vez o aplicam nos respetivos *drives* da ponte H. Quando algum dos sensores de *hall* comutar de estado, o microcontrolador é sinalizado, através de interrupção, procedendo à alteração dos pinos por onde sairá o sinal de PWM. A determinação dos novos pinos é feita com base na Tabela 2.1. No fim destas operações o microcontrolador lê o valor da corrente que passa no motor. Se esta corrente for superior ao limite máximo estipulado o *software* faz com que o sistema passe para um estado de proteção. Neste estado o sinal de PWM é colocado a zero, fazendo deste modo baixar a corrente que atravessa o motor. Esta proteção serve para proteger o sistema,

caso ocorra uma anomalia com o motor ou com o controlador. Para sair deste estado de proteção é necessário fazer *reset* ao sistema, o que na prática significa reiniciar a *scooter*.

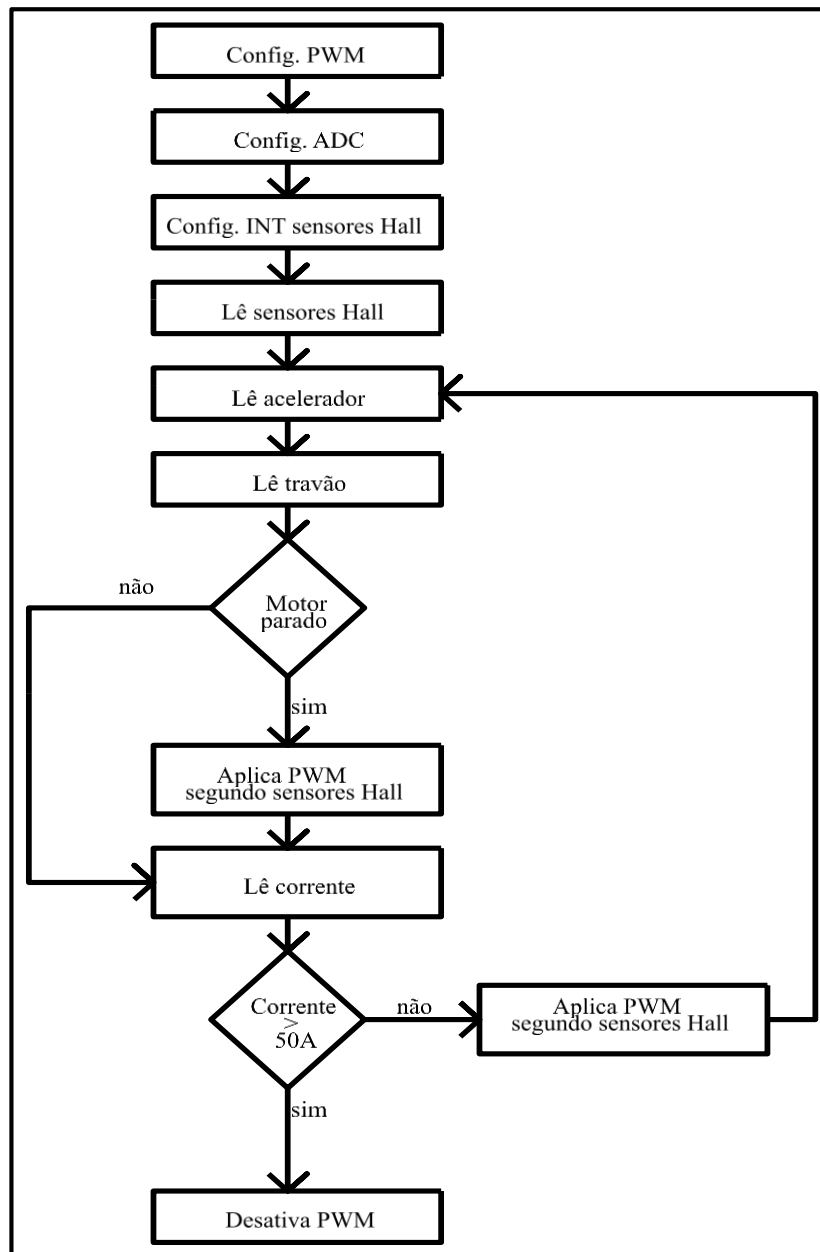


Figura 5.20 – Fluxograma do *software* implementado

Apesar de não ter sido possível implementar a travagem regenerativa, tanto o *firmware* como o *software* para esta parte do projeto foram pensados.

Como foi referido no capítulo 3, podem ser utilizadas três estratégias distintas para implementar travagem regenerativa, baseadas na utilização de um, dois, ou três MOSFET's da ponte H. De forma a maximizar a recuperação de energia, durante o processo de travagem, é conveniente utilizar uma mistura dos métodos descritos, no capítulo referido. Desta forma, é proposta a modificação do código proposto no fluxograma da Figura 5.20 para um que respeite o fluxograma da Figura 5.21.

A integração da travagem regenerativa no código existente trata-se de um processo simples. Como se pode observar, na Figura 5.21, grande parte do fluxograma é igual ao da Figura 5.20, sendo que existem apenas ligeiras mudanças no algoritmo. Para implementar este novo algoritmo, primeiramente é comparado o valor do travão, lido através da ADC, com o valor de um *setpoint* mínimo. Este valor trata-se do mínimo valor que tem de ser lido pela ADC para que se considere que o travão está premido. As vantagens da utilização de um *setpoint* prendem-se com a necessidade de rejeitar eventuais ruídos que possam afetar o valor da tensão na entrada da ADC. Como se pretende utilizar uma estratégia que implica a mistura de dois métodos distintos, tem de ser determinada a velocidade atual da *scooter*. Com esta grandeza determinada pode passar-se à fase em que é determinada a estratégia de travagem a efetuar. Se a velocidade for baixa, é aplicada a estratégia em que apenas dois MOSFET's da ponte H, um do *high side* e um do *low side*, estão ativos em simultâneo. Caso contrário, é aplicado ou o método da utilização de um MOSFET ou da utilização de três MOSFET's, do *low side* da ponte H. De seguida aplica-se, na ponte H, o sinal de PWM resultante da estratégia de travagem determinada. Como se pode observar no fluxograma da Figura 5.21, é proposta a utilização de uma *flag* (Flag_Treg), com o intuito de fazer a seleção entre a aplicação, na ponte H, do PWM com base apenas nos sensores de *hall* (quando está em andamento) ou do PWM segundo os sensores de *hall* e a estratégia de travagem (no caso de estar a travar).

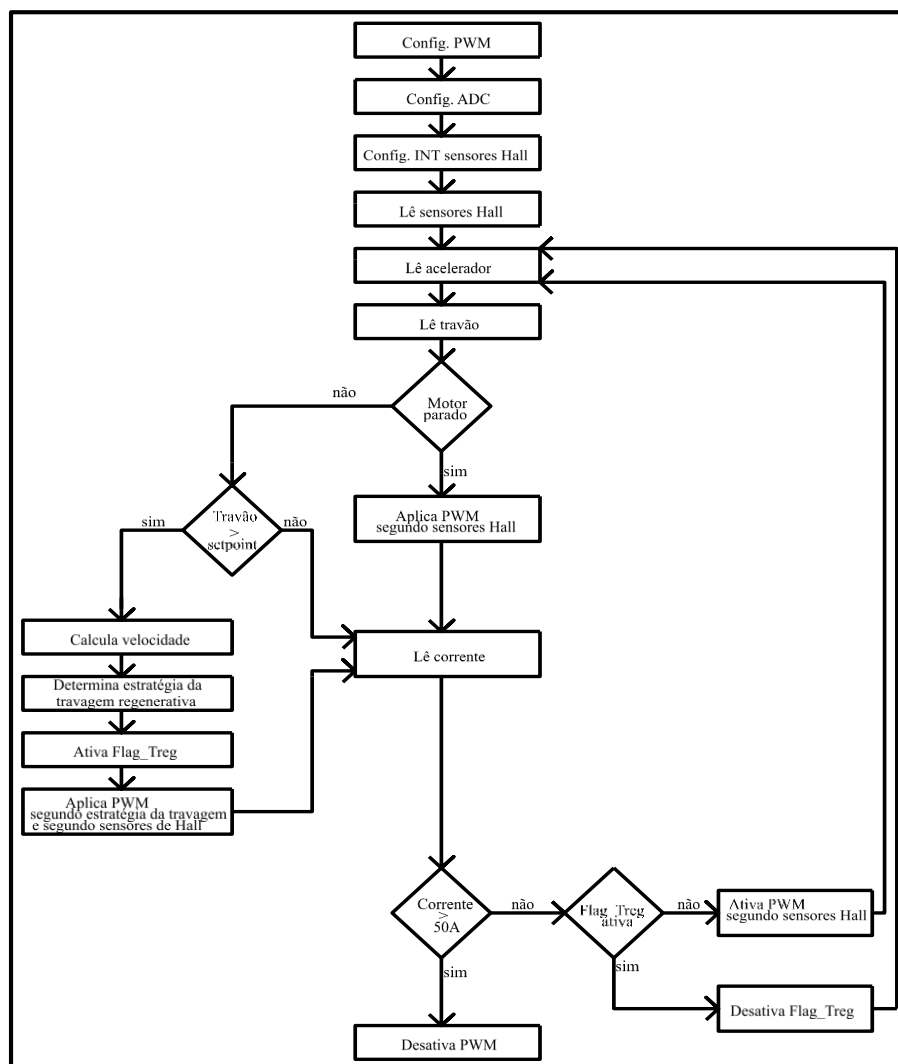


Figura 5.21 – Fluxograma do *software* projetado para implementação da travagem regenerativa

CAPÍTULO 6 – MÓDULOS ADICIONAIS

Por norma, grande parte dos sistemas, que apresentam alguma complexidade, são constituídos por vários módulos destintos, quer seja para controlo do processo em causa ou para interface com o utilizador. A *scooter* elétrica fornecida não é exceção, sendo constituída por vários subsistemas que interagem entre si e com o utilizador, de forma a criarem um produto completo, com as características desejadas e que seja apelativo para o utilizador. A *scooter* fornecida integrava o subsistema de iluminação, baseado em lâmpadas incandescentes, o subsistema de energia, baseado em baterias de chumbo ácido e o subsistema de interface com o utilizador, baseado em visores analógicos. Desta forma, torna-se importante compreender o sistema como um todo e qual a importância e funcionalidades de cada um dos subsistemas envolvidos. Assim, neste capítulo, serão abordados os vários subsistemas que a *scooter* elétrica já integrava. Para além disso, será também proposta a criação de um sistema de monitorização de baterias. Serão ainda sugeridas alterações aos subsistemas integrantes da *scooter* elétrica, bem como a justificação da necessidade dessas alterações nos mesmos.

6.1 – Iluminação

Como em todas as *scooters* presentes no mercado, a *scooter* elétrica fornecida para a realização desta dissertação apresenta um sistema de iluminação constituído por luzes de mínimos, médios e máximos, bem como por luzes de paragem. Para além disso, a *scooter* apresenta também luzes de mudança de direção. Todas as lâmpadas utilizadas apresentam casquilhos em baioneta e estão preparadas para serem utilizadas com 12V de tensão contínua. Para cumprir este requisito existe um conversor de tensão, que converte a tensão do banco de baterias numa tensão contínua de 12V, que alimenta todo o sistema de iluminação da *scooter* elétrica. É ainda de referir que todas as lâmpadas utilizadas são lâmpadas de halogénio, sendo que as que constituem as luzes de médios, máximos e de paragem são constituídas por dois filamentos. A utilização de lâmpadas de dois filamentos permite que estas sejam utilizadas com duas potências distintas, consoante a quantidade de luz desejada. Na Tabela 6.1 encontra-se a relação entre os tipos de luzes, a potência e o número de filamentos utilizados nas lâmpadas, que constituem o sistema de iluminação da *scooter* elétrica fornecida.

Tipos de Luzes	Número de Lâmpadas	Potência (W)	Número de filamentos
Mínimos frontais	1	5	1
Mínimos traseiros	1	5	1
Médios frontais	1	35/35	2
Máximos frontais	1	35/35	2
Paragem	2	13/13	1
Pisca esquerda frontal	1	5	1
Pisca esquerda traseiro	1	5	1
Pisca direita frontal	1	5	1
Pisca direita traseiro	1	5	1

Tabela 6.1 – Relação entre os tipos de luzes, número de lâmpadas, potência e número de filamentos de cada lâmpada.

Como todas as motas são obrigadas a utilizar sempre as luzes de mínimos, é fácil de entender que são necessários pelo menos 10W só para esta funcionalidade, sempre que a *scooter* se encontre ligada. Existem inúmeras combinações entre as luzes que podem estar ativas em cada momento, mas um dos piores casos é a situação em que a *scooter* utiliza as luzes de máximos ligadas e em que o

travão é premido. Nesta situação, para além das luzes de paragem e das luzes de mínimo traseiro, também as lâmpadas dos médios e dos máximos estão ligadas, sendo consumidos:

$$P_{\text{Total}} = P_{\text{Mintraseiro}} + P_{\text{MédioFrontal}} + P_{\text{MáximoFrontal}} + P_{\text{Paragem}}$$

$$P_{\text{Total}} = 5 + 35 + 35 + 13 = 88 \text{ W}$$

Tendo a *scooter* elétrica como única fonte de energia o *pack* de baterias, é fácil de entender que a diminuição do consumo de energia no subsistema da iluminação, vai beneficiar o desempenho geral do sistema, no que diz respeito à distância percorrida, com uma carga das baterias. Deste modo, é fundamental tentar minimizar a potência consumida pelo sistema de iluminação do veículo, não descuidando o desempenho que este subsistema deve apresentar.

Atualmente, existem várias tecnologias disponíveis, no que diz respeito a sistemas de iluminação para veículos, tais como lâmpadas de halogénio ou xénon. Contudo, existe uma tecnologia que se tem destacado quanto ao seu desempenho e eficácia – as lâmpadas de LED (*Light Emitting Diode*). As lâmpadas de LED apresentam várias vantagens em relação às restantes tecnologias. Por um lado, apresentam uma melhor relação potência/luminosidade, o que significa que utilizando uma lâmpada de LED de menor potência se consegue obter a mesma luminosidade do que uma lâmpada de outra tecnologia com maior potência. Por exemplo, uma lâmpada incandescente de 60W pode ser substituída por uma lâmpada de LED de 4.5W, o que perfaz uma redução no consumo de 55.5W/h, ou seja, obtém-se um acréscimo no rendimento da lâmpada de 92.5% [31]. No caso específico da *scooter* elétrica fornecida, e considerando que se substituíssem todas as lâmpadas incandescentes por lâmpadas de LED de 4.5W, no pior caso, seria necessária uma potência de:

$$P_{\text{Total}} = P_{\text{Mintraseiro}} + P_{\text{MédioFrontal}} + P_{\text{MáximoFrontal}} + P_{\text{Paragem}}$$

$$P_{\text{Total}} = 4.5 + 4.5 + 4.5 + 4.5 = 18 \text{ W}$$

o que perfaz um acréscimo no rendimento deste subsistema de 79.5%. Por outro lado, as lâmpadas de LED apresentam uma vida útil cerca de 25 vezes superior a uma lâmpada incandescente e produzem muito menos calor do que estas. Existe ainda outra característica importante que as lâmpadas de LED apresentam relativamente às lâmpadas incandescentes e que está relacionada com o tipo de luz que cada uma emite. As lâmpadas de incandescência, normalmente, emitem luz perto do lado do espectro das cores quentes, enquanto que as lâmpadas de LED emitem luz mais próximas do branco frio, o que leva a que o condutor apresente um melhor desempenho visual e uma diminuição no tempo de resposta durante a condução [31]. O aspeto negativo da tecnologia de lâmpadas de LED é que estas são mais dispendiosas, quando comparada com as restantes tecnologias de lâmpadas utilizadas em veículos elétricos [32]. Contudo, com todas as vantagens apresentadas é perceptível os enormes benefícios da mudança das atuais lâmpadas incandescentes, utilizadas na *scooter* elétrica fornecida, para um sistema de iluminação baseado em lâmpadas de LED. Apesar de se poder criar um sistema de luzes de LED específico para esta aplicação, como já existem no mercado lâmpadas de LED com o mesmo tipo de encaixes das lâmpadas utilizadas, pensa-se que a utilização de lâmpadas comerciais apresenta uma maior viabilidade, pois não implica tempo de investigação e desenvolvimento, que seria necessário para a criação de lâmpadas de LED de raiz. Para além disso, como para polarizar uma lâmpada de LED apenas é necessário uma fonte de tensão ou corrente constante, e esta já existe no sistema, apenas é necessário fazer a substituição das atuais lâmpadas para que o sistema de iluminação fique totalmente funcional.

6.2 – Sistema Integrado de Gestão de Energia

6.2.1 – Baterias

Em todos os veículos elétricos, um dos subsistemas que revela maior importância, no desempenho global do sistema, é o módulo das baterias. Estas são responsáveis por alimentar toda a parte elétrica e assegurar um bom desempenho no que toca à *performance* do veículo, tanto em termos da distância percorrida, como em termos da energia que estas conseguem fornecer ao veículo, determinando assim a resposta deste aos comandos do utilizador [33].

As baterias são dispositivos eletroquímicos, capazes de fornecer energia elétrica, resultante de uma reação química que ocorre no seu interior. Na verdade, as baterias podem ser constituídas por inúmeros circuitos, denominados de células, que podem ser ligados em paralelo e/ou série, de forma a ser possível a obtenção da tensão/corrente desejadas aos terminais da bateria. É nestas células que ocorrem as reações químicas referidas [33].

Existem diversos tipos de baterias, diferindo na sua composição química e apresentando cada um as suas vantagens e desvantagens. Como a aplicação necessita de baterias com a capacidade de carregamento, neste capítulo será apresentada uma comparação entre alguns dos mais populares tipos de baterias que apresentam essa capacidade [33]:

- Chumbo ácido
- Níquel cádmio (Ni-Cd);
- Níquel hidreto metálico (Ni-MH);
- Iões de lítio (Li-Ion).

As baterias de chumbo ácido são uma tecnologia bastante antiga e estudada. Contudo, como a *scooter* elétrica fornecida para a realização desta dissertação, estava provida com baterias deste tipo, torna-se pertinente abordar as principais vantagens e desvantagens desta tecnologia, de forma a ser possível analisar a possível mudança destas para outro tipo. Estas baterias apresentam um baixo custo, uma baixa taxa de auto descarga e uma grande capacidade de drenar corrente. Outra das vantagens desta tecnologia é que apresenta uma boa *performance* ao nível das temperaturas de funcionamento. Porém, as baterias de chumbo ácido apresentam inúmeras desvantagens, sendo que as mais expressivas estão relacionadas com a sua baixa capacidade energética, tempos de carga elevados e vida útil reduzida. Para além disso, este tipo de baterias necessitam de serem armazenadas com carga para evitar o problema da sulfatação e apresentam chumbo que é nocivo para o ambiente. Apesar dos problemas que apresentam, e que inviabilizam a sua utilização no mercado dos veículos elétricos, esta tecnologia continua a ser utilizada em inúmeras aplicações como cadeira de rodas, carros de golfe, luzes de emergência, fontes de alimentação ininterruptas (UPS), entre outras [34].

As baterias podem ser comparadas segundo diversas características distintas. Contudo, apenas serão analisadas as características, que se consideram mais importantes, para a aplicação *scooter* elétrica, que são:

- Densidade energética;
- Tensão da célula/estabilidade da tensão;
- Corrente de pico;
- Auto descarga (*self discharge*);
- Preço;
- Fiabilidade.

A densidade energética de uma bateria é, normalmente, expressa de duas maneiras distintas: densidade energética gravimétrica e densidade energética volumétrica. Por um lado, a densidade energética gravimétrica é a relação entre a energia da bateria e o seu peso. Esta grandeza é expressa em Watt-hora/quilograma (Wh/kg). Por outro lado, a densidade energética volumétrica é a relação entre a energia da bateria e o seu volume, sendo que esta grandeza é expressa em Watt-hora/litro (Wh/l). Na tabela 6.2, pode observar-se que as baterias de lítio apresentam uma maior densidade tanto gravimétrica como volumétrica em relação às baterias de níquel. Este facto significa que para o mesmo peso e volume de baterias, as de lítio apresentam maior quantidade de energia, podendo o sistema que alimentam, trabalhar, para as mesmas condições, durante mais tempo.

CELL TYPE	NI-MH	NI-CD	LI-ION
GRAVIMETRIC DENSITY (W-HR/KG)	55	50	90
VOLUMETRIC DENSITY (W-HR/L)	180	140	210

Tabela 6.2 – Comparação da densidade energética entre baterias de lítio e de níquel [33].

A tensão fornecida pela célula aos seus terminais, bem como a estabilidade dessa tensão são fatores de extrema importância. As células das baterias de lítio fornecem uma tensão nominal de cerca de 3.6V, enquanto as baterias de níquel apenas fornecem cerca de um terço dessa tensão (1.25V). Este facto significa que, para formar uma bateria com a mesma tensão de saída, são necessárias três vezes mais células de níquel do que de lítio. Porém, como se pode observar na Figura 6.1, a grande vantagem das células de níquel é que apresentam uma reta de descarga muito mais suave do que as células de lítio.

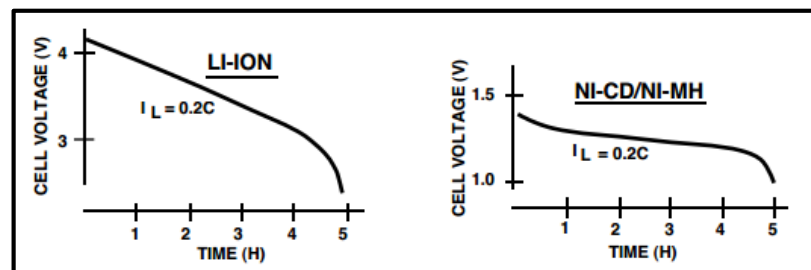


Figura 6.1 – Retas de descarga de células de lítio e de níquel [33].

A corrente de pico que uma bateria pode fornecer é diretamente dependente da resistência série equivalente (ESR) da bateria. A corrente que sai da bateria atravessa a ESR, o que provoca uma redução da tensão aos terminais da bateria, igual à corrente multiplicada pelo valor da resistência série equivalente. Mais importante do que esta queda de tensão é o facto de que irá ser dissipada potência nessa resistência ($P = I^2 * R$). Isto pode resultar no aquecimento da bateria, quando são necessárias grandes taxas de drenagem de corrente, podendo danificar a bateria. Neste ponto, as baterias de níquel apresentam um melhor desempenho do que as baterias de lítio, pois apresentam uma menor ESR.

A auto descarga da bateria é um fenómeno que ocorre independentemente da tecnologia envolvida na construção da mesma. Na Tabela 6.3, são apresentadas as taxas típicas de auto descarga dos três tipos de baterias consideradas. Como se pode verificar as baterias de lítio são as que apresentam uma melhor *performance* a este nível, sendo que ambas as baterias de níquel apresentam

valores bastante idênticos entre elas. Contudo é importante notar que este parâmetro varia com a temperatura, sendo que a auto descarga torna-se maior com o aumento da temperatura da bateria.

CELL TYPE	NI-MH	NI-CD	LI-ION
SELF-DISCHARGE @ 20°C (%/MONTH)	20-30	15-20	5-10

Tabela 6.3 – Taxas de auto descarga para baterias de níquel e lítio [33].

Sendo as baterias de níquel cádmio uma tecnologia bastante madura, produzida em larga escala por diferentes fabricantes, não é de estranhar que estas se apresentem como a tecnologia que tem melhor relação preço/*performance*. Para além disso, com os desenvolvimentos nas tecnologias de fabrico de baterias de níquel cádmio, tem sido possível criar baterias com uma cada vez maior densidade energética. Desta forma, as baterias de níquel cádmio têm-se apresentado como baterias com melhor relação energia/preço do que as baterias de níquel hidreto metálico. Contudo, as baterias de níquel cádmio apresentam elementos químicos (cádmio) que são nocivos para o meio ambiente e, neste ponto, as baterias de íões de lítio ganham vantagem. Apesar deste tipo de baterias apresentarem um preço mais elevado, também apresentam uma capacidade energética elevada, bem como uma capacidade de fornecer corrente bastante elevada. Assim, para aplicações que necessitem, tanto de grande capacidade energética, como de correntes elevadas, este tipo de baterias ganham relevo [33].

A fiabilidade das baterias é um fator de extrema importância quando se pretende criar um sistema cuja fonte de energia são baterias. Existem inúmeros fatores que podem danificar as baterias, sendo que estes não são os mesmos para todos os tipos de baterias. No caso das baterias de níquel, os principais fatores que as podem danificar são o excesso de corrente e a troca de polaridade nas suas células. Já no caso das baterias de íões de lítio, o maior problema é que elas podem danificar-se durante a sua utilização. O facto de esta tecnologia ser capaz de conter grandes quantidades de energia em pequenos empacotamentos, aliado ao facto da resistência interna das células poder ser um pouco elevada (maior do que para as de níquel), no caso dos terminais das células se tocarem, grandes correntes são drenadas das células e estas podem aquecer em demasia, chegando mesmo a explodir. Outro problema das baterias de íões de lítio prende-se com o facto de estas não poderem ser descarregadas muito rapidamente. As células desta tecnologia não admitem que a sua tensão seja inferior a 2.4V. Quando isso acontece ocorre uma reação química interna, irreversível, que provoca a oxidação de um dos elétrodos, provocando a perda de capacidade da célula. Na verdade este processo ocorre também quando a célula é carregada com valores excessivos de tensão [33].

Na Tabela 6.4 pode observar-se um resumo comparativo de vários parâmetros de caracterização para os vários tipos de baterias referidos. É de notar que a tecnologia de baterias de íões de lítio se destaca claramente das restantes, pela positiva, no que respeita à densidade energética, ciclo de vida útil, auto descarga, tensão das células, correntes máximas de pico e necessidade de manutenção. Como aspetos negativos desta tecnologia pode salientar-se a baixa tolerância ao excesso de carga e a necessidade de um circuito de proteção.

Specifications	Lead Acid	NiCd	NiMH	Li-ion		
				Cobalt	Manganese	Phosphate
Specific energy density (Wh/kg)	30–50	45–80	60–120	150–190	100–135	90–120
Internal resistance ¹ (mΩ)	<100 12V pack	100–200 6V pack	200–300 6V pack	150–300 7.2V	25–75 ² per cell	25–50 ² per cell
Cycle life ⁴ (80% discharge)	200–300	1000 ³	300–500 ³	500–1,000	500–1,000	1,000–2,000
Fast-charge time	8–16h	1h typical	2–4h	2–4h	1h or less	1h or less
Overcharge tolerance	High	Moderate	Low	Low. Cannot tolerate trickle charge		
Self-discharge/month (room temp)	5%	20% ⁵	30% ⁵	<10% ⁶		
Cell voltage (nominal)	2V	1.2V ⁷	1.2V ⁷	3.6V ⁸	3.8V ⁸	3.3V
Charge cutoff voltage (V/cell)	2.40 Float 2.25	Full charge detection by voltage signature		4.20		3.60
Discharge cutoff voltage (V/cell, 1C)	1.75	1.00		2.50 – 3.00		2.80
Peak load current Best result	5C ⁹ 0.2C	20C 1C	5C 0.5C	>3C <1C	>30C <10C	>30C <10C
Charge temperature	–20 to 50°C	0 to 45°C		0 to 45°C ¹⁰		
Discharge temperature	–20 to 50°C	–20 to 65°C		–20 to 60°C		
Maintenance requirement	3–6 months ¹¹ (topping chg.)	30–60 days (discharge)	60–90 days (discharge)	Not required		
Safety requirements	Thermally stable	Thermally stable, fuse protection common		Protection circuit mandatory ¹²		
In use since	Late 1800s	1950	1990	1991	1996	1999

Tabela 6.4 – Comparação entre diversas características de baterias de chumbo ácido, níquel e lítio [34].

Sendo as vantagens da tecnologia das baterias de íões de lítio tão notórias, face aos restantes tipos de baterias analisados, é óbvio que a proposta de alteração das atuais baterias de chumbo ácido, presentes na *scooter* elétrica fornecida, tenderá para esta nova tecnologia. Deste modo, torna-se pertinente analisar, com maior detalhe, este tipo de baterias. Existem inúmeros tipos de baterias de íões de lítio. Para além de diferenças no tipo de composto que constitui o cátodo, estas podem diferir no tipo de construção da própria célula. Alguns dos tipos de tecnologias mais significativas para este tipo de baterias são:

- Íões de lítio cobalto;
- Íões de lítio magnésio;
- Íões de lítio fosfato;
- Íões de lítio níquel magnésio óxido de cobalto (NMC).

Na Tabela 6.5 é apresentada uma comparação entre estas diferentes tecnologias das baterias de lítio. Como se pode verificar, as baterias de cobalto são dispositivos que apresentam grande capacidade de armazenar energia. Contudo, apresentam baixa capacidade de fornecer correntes e a sua vida útil é curta, comparativamente com as baterias de fosfato e NMC. As baterias de lítio magnésio apresentam uma vida útil da mesma ordem de grandeza do que as baterias de lítio cobalto

e capacidade de armazenar energia um pouco inferior a estas. Porém, a sua grande vantagem encontra-se no facto se serem capazes de fornecer correntes muito elevadas às cargas a elas ligadas. As baterias de fosfato são a tecnologia, do grupo de baterias analisadas, que apresenta maior capacidade de fornecer corrente. Porém, são também as que apresentam menor energia específica. As baterias de NMC apresentam, na constituição do seu cátodo, uma combinação de níquel magnésio e cobalto. Esta tecnologia permite, por um lado, criar baterias com grande capacidade de energia específica e potência moderada e, por outro, baterias com capacidade de fornecer correntes elevadas mas baixa energia específica. O segredo das baterias NMC prende-se com os componentes níquel e magnésio. Por um lado, o níquel é conhecido pelas suas capacidades de produzir grandes quantidades de energia específica, mas baixa estabilidade e, por outro, o magnésio tem o benefício de produzir baterias com uma resistência interna baixa, mas também uma energia específica baixa. Assim, com a combinação destes dois metais consegue-se a junção do melhor das duas tecnologias. Este tipo de baterias apresentam uma capacidade de armazenar energia idêntica à das baterias de lítio cobalto e uma capacidade de fornecer corrente da mesma ordem de grandeza do que as baterias de magnésio. É de referir que as baterias NMC e as baterias de fosfato são as que apresentam maior vida útil, do grupo analisado. É também importante notar que existe uma característica comum a todos os tipos de baterias analisadas e que está relacionado com a necessidade de circuitos de proteção das células, bem como circuitos de balanceamento, para que funcionem corretamente dentro de limites de segurança.

Specifications	Li-cobalt LiCoO ₂ (LCO)	Li-manganese LiMn ₂ O ₄ (LMO)	Li-phosphate LiFePO ₄ (LFP)	NMC ¹ LiNiMnCoO ₂
Voltage	3.60V	3.80V	3.30V	3.60/3.70V
Charge limit	4.20V	4.20V	3.60V	4.20V
Cycle life ²	500–1,000	500–1,000	1,000–2,000	1,000–2,000
Operating temperature	Average	Average	Good	Good
Specific energy	150–190Wh/kg	100–135Wh/kg	90–120Wh/kg	140–180Wh/kg
Loading (C-Rate)	1C	10C, 40C pulse	35C continuous	10C
Safety	Average. Requires protection circuit and cell balancing of multi cell pack. Requirements for small formats with 1 or 2 cells can be relaxed		Very safe, needs cell balancing and V protection.	Safer than Li-cobalt. Needs cell balancing and protection.
Notes	Very <i>high</i> specific energy, limited power; cell phones, laptops	<i>High</i> power, good to <i>high</i> specific energy; power tools, medical, EVs	<i>High</i> power, average specific energy, safest lithium-based battery	Very <i>high</i> specific energy, <i>high</i> power; tools, medical, EVs

Tabela 6.5 – Comparação de diferentes tecnologias para baterias de lítio (adaptado) [34].

Da análise feita anteriormente, pode concluir-se que a alteração das baterias de chumbo ácido, presentes na *scooter* elétrica utilizada para a realização desta dissertação, por outra tecnologia de baterias, pode trazer grandes vantagens no que toca ao desempenho de todo o sistema. Pode concluir-se também que, apesar de ser a menos económica, a tecnologia das baterias de iões de lítio apresenta claras vantagens em relação às tecnologias das baterias de níquel, tanto pela sua energia específica, como pela capacidade de fornecer correntes elevadas, bem como pelo facto da sua auto descarga ser bastante inferior às outras tecnologias analisadas. Tendo em consideração apenas as baterias de iões de lítio, pode concluir-se que tanto as baterias de lítio magnésio como as baterias NMC e até mesmo

as baterias de lítio fosfato podem apresentar-se como boas soluções para a aplicação em veículos elétricos. As baterias NMC e as baterias de lítio fosfato apresentam uma vida útil maior do que as baterias de lítio magnésio. No que toca à capacidade de armazenamento de energia, são as baterias de NMC que lideram, sendo que, tanto as baterias de lítio magnésio, como as de lítio fosfato apresentam energias específicas muito semelhantes. Em termos de segurança as baterias NMC e de fosfato apresentam melhores resultados do que as baterias de lítio magnésio. Desta forma, e apesar destes três tipos de tecnologias de baterias de lítio serem passíveis de serem integradas num veículo elétrico, pensa-se que a melhor opção devido à sua grande capacidade de armazenar energia, à vida útil elevada, à capacidade de fornecer potência elevada e às suas características em termos de segurança, são as baterias NMC.

6.2.2 – O BMS – Battery Management System

Quando são utilizados bancos de baterias, estas podem apresentar diferentes valores de carga entre si, situação que não é conveniente, pois pode levar à diminuição da vida útil das mesmas. Deste modo, é necessário que exista um sistema capaz, não só de monitorizar, mas também de equalizar a carga das baterias, bem como de conferir proteção a estas para que não funcionem fora da sua área de segurança. Este sistema é denominado por sistema de monitorização de baterias, também conhecido por BMS (*Battery Management System*) [35].

Num veículo elétrico é imperativo uma correta gestão da energia e temperatura do conjunto de baterias. Durante a operação, as diferenças entre baterias, no que toca a tensões e temperaturas, podem levar a uma diminuição da eficiência das baterias, em cerca de 25%. Deste modo, um sistema de gestão das baterias (BMS) tem de ser capaz de monitorizar, controlar e fazer a equalização dos parâmetros em todas as células/baterias do conjunto [35].

As baterias ligadas em série necessitam de ser monitorizadas, sendo que é necessário equipamento capaz de medir as tensões individuais de cada célula do conjunto de baterias, de forma a prevenir danos nas mesmas e detetar segmentos defeituosos. Todos os tipos de baterias podem ser danificados, tanto por tensões elevadas como por tensões baixas, sendo que em alguns casos as consequências podem ser catastróficas. As células das baterias de lítio podem incendiar-se por excesso de carga, ou seja, por tensão excessiva. Todavia, tanto as tensões altas como as tensões baixas devem ser monitorizadas e um processo de equalização deve ser utilizado, de forma a rebalancear as tensões em todos os elementos. Os problemas do não balanceamento da tensão são sentidos de forma notória e relevante nos veículos elétricos, visto que as suas baterias estão constantemente a ser carregadas e descarregadas [35].

Um sistema de monitorização de baterias deve ser capaz de proteger as baterias de trabalhar fora da sua gama de funcionamento de segurança, ou seja, deve fornecer proteção contra sobretensões e correntes, subtensões, alta e baixa temperatura, entre outros. Para conferir esta proteção, o sistema pode utilizar várias estratégias que vão desde a utilização de um relé que desconecta a bateria do sistema, caso a sua operação saia fora da zona de funcionamento normal, pedidos aos dispositivos que estão a utilizar a bateria para reduzirem ou até mesmo terminarem o uso da mesma, e controlo ativo do ambiente da bateria, ativando elementos para aquecerem/arrefecerem a bateria. Para fazer o BMS funcionar corretamente, existem várias topologias que variam, tanto na complexidade, como na eficiência [36]:

- Utilização de elementos passivos entre as células/baterias, de forma a balancear a tensão entre todos os elementos. Este método é pouco eficiente, pois a tensão em cada célula/bateria é um indicador pobre do estado de carga real da bateria, sendo que para alguns tipos de

bateria, como por exemplo, algumas de Lítio (LiFePO_4), não conferem informação nenhuma. Este método não é vantajoso, pois a utilização de tensões iguais nos terminais de todas as células não garante o balanceamento do estado de carga das células, que é o objetivo do BMS;

- Utilização de reguladores ativos, que conectem/desconectem a bateria quando é apropriado, de forma a garantir o balanceamento do estado de carga das mesmas. Se apenas a tensão de cada célula/bateria for utilizada como parâmetro para ativação/desativação do regulador, os mesmos problemas descritos em cima são manifestados.

Um sistema de BMS completo deve ser capaz de enviar um relatório do estado das baterias para um sistema de visualização, como um *display*, para além de proteger a bateria. Na Figura 6.2 é mostrado o diagrama de blocos de um sistema de gestão de baterias típico. Este sistema apresenta uma unidade eletrónica de controlo (ECU) que monitoriza, o estado do *array* de baterias e um equalizador (EQU) que faz o balanceamento dos níveis de carga das mesmas. O ECU apresenta quatro funções principais, que consistem na recolha de informação das células/baterias, processamento dessa informação, transmissão da informação tratada para outros módulos e controlo. O ECU, normalmente, mede as tensões em todos os segmentos do *array* de baterias, temperaturas das mesmas e as correntes relativas às baterias. Com base nos dados recolhidos, ele gera informação necessária para garantir a proteção do estado de carga. Parte desta informação poderá ser enviada para o barramento de dados do veículo, de forma a que os outros módulos a possam utilizar. O ECU tem também a função de controlar, caso exista, algum *hardware* adicional, tal como *coolers* e *heaters* para as baterias, equalizadores e circuitos de desconexão automática (disjuntores). Em ECU's mais sofisticados, estes podem apresentar ainda a capacidade de controlar um carregador de baterias integrado [35].

O objetivo do EQU é minimizar as diferenças dos estados de carga para os diferentes segmentos do *pack* de baterias, pois esses desequilíbrios entre baterias reduzem a capacidade de utilização das mesmas. Contudo, as baterias nos veículos elétricos são continuamente carregadas e descarregadas, estando, portanto, mais sujeitas a desequilíbrios entre as suas cargas. O equalizador mantém o *array* de baterias balanceado, carregando as células mais fracas ou descarregando as células mais carregadas. Para algumas baterias, como é o caso das baterias de Li-Ion (íões de lítio) e de chumbo-ácido, as diferenças no estado da carga são diretamente proporcionais às diferenças de tensão nos terminais das baterias. Nestes casos, a estratégia de balanceamento pode ser baseada na tensão das baterias [37]. Contudo, existem baterias, como as de NiMH, em que a tensão nas suas células não tem relação com o estado da carga, sendo que nestes casos tem de ser utilizada uma estratégia mais complexa [38].

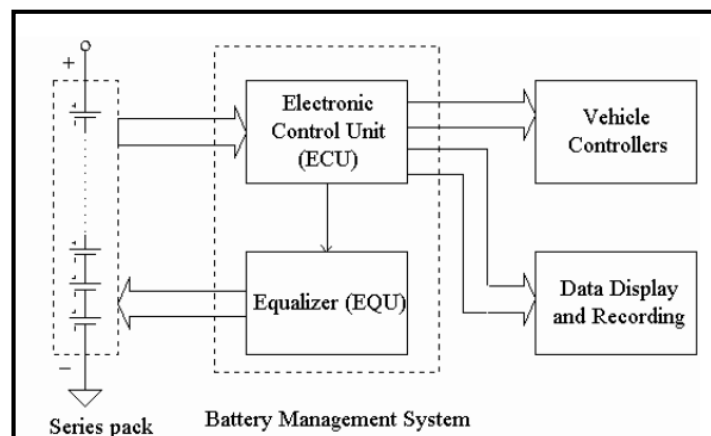


Figura 6.2 – Esquema típico de um sistema de monitorização de baterias [35].

Consoante o tipo de arquitetura implementada, os sistemas de gestão de baterias podem ser divididos em três modelos distintos, cada um deles apresentando as suas vantagens e desvantagens, sendo estes designados por centralizado, distribuído e modular. No modelo centralizado, apenas é utilizado um controlador, sendo este ligado às várias células do banco de baterias, através de múltiplos cabos. O modelo distribuído utiliza uma placa de BMS por cada célula do banco de baterias e apresenta um único barramento de comunicação entre cada célula e o controlador principal. Já no caso do modelo modular, este utiliza controladores, cada um ligado a um certo número de células do banco de baterias, sendo que estes comunicam entre si. Os controladores centralizados são os mais económicos, pois utilizam menos *hardware*. Contudo, a necessidade de uma cablagem mais complexa leva a um aumento da dificuldade de montagem e do custo da mão-de-obra para a manufatura da própria cablagem. Os controladores distribuídos são os mais dispendiosos, pois utilizam muito *hardware*. Porém, apresentam a vantagem de serem os mais simples de instalar e apresentarem uma montagem mais limpa. Os controladores modulares apresentam uma solução de compromisso entre custo e simplicidade de montagem [35].

Os sistemas de monitorização encontram-se bastante desenvolvidos para as aplicações móveis, tais como telemóveis e computadores portáteis, sendo que empresas como a Texas Instruments® [39], Power Smart® [40] e Philips® [41], têm vindo a desenvolver circuitos integrados para a utilização neste tipo de aplicações. Contudo, aplicações como os veículos elétricos apresentam desafios diferentes, no que diz respeito à dimensão do *pack* de baterias, amplitude das correntes envolvidas na carga e descarga, espectro de frequência, gama de temperaturas e EMI. Estas diferenças tornam o sistema de BMS para veículos elétricos muito mais complexo, necessitando estes de uma abordagem diferente [35]. No caso dos veículos elétricos, o BMS é apenas um subsistema e não pode trabalhar como um dispositivo independente. Neste caso ele tem de comunicar com, pelo menos, a carga (baterias), o sistema de gestão de temperatura e o sistema de controlo de emergência dos outros subsistemas. Todavia, num bom *design* de um veículo elétrico, este subsistema é desenhado para ser integrado nos restantes subsistemas [42].

Atualmente, encontram-se disponíveis alguns BMS comerciais, para *packs* de baterias de grandes dimensões. Para além disso, alguns fabricantes de baterias têm desenhado sistemas para os seus próprios *packs* de baterias [43,44]. Contudo, estes sistemas não apresentam certas características fundamentais para uma boa gestão das baterias em veículos elétricos. Muitos destes dispositivos não têm a capacidade de determinar o SOC (*State of Charge*), sendo impossível ao utilizador saber quanta energia existe nas baterias. Para determinar o SOC, o BMS tem de conseguir medir, com precisão, a carga das baterias, sendo para isso utilizado um algoritmo baseado nas características das baterias a utilizar. A medição da tensão é outro dos problemas encontrados nos BMS comerciais, pois grande

parte destes sistemas não apresenta precisão suficiente para medir baterias de Li-Ion (lítio), o que pode prejudicar a segurança do utilizador ou diminuir a vida útil das mesmas. A comunicação entre módulos, em grande parte dos sistemas, é feita através de barramento RS232, que não está desenhado para apresentar uma capacidade robusta de gestão de erros nem imunidade a EMI, sendo que eventuais erros ou falhas na comunicação podem causar problemas de segurança, principalmente com baterias de Li-Ion. Os equalizadores dissipativos, utilizados na maioria dos BMS comerciais, dissipam energia em todas as células/baterias até elas apresentarem o mesmo nível que a célula/bateria mais fraca do *array* de baterias. Apesar da ideia ser simples e muito barata, é notório que se trata de um sistema com muito baixa eficiência [43,44].

6.2.3 – O Sistema Proposto

Tendo por base a possível alteração do atual *pack* de baterias de chumbo-ácido da *scooter* elétrica para um novo *pack* de baterias de lítio, o sistema aqui apresentado foi desenhado para trabalhar com este novo tipo de baterias. Contudo, os estados de carga destes dois tipos de baterias estão relacionados com a tensão aos terminais das células que os constituem. Deste modo, o sistema poderá ser aplicado a baterias de chumbo, bastando para isso pequenas alterações no algoritmo que determina o estado de carga.

O sistema proposto baseia-se numa arquitetura distribuída. Esta tipologia é sugerida pois, apesar de se tornar numa implementação mais cara, é mais flexível para diferentes tipos de baterias e porque reduz drasticamente o peso e as dimensões da cablagem utilizada, o que é um fator de extrema importância na aplicação em questão. Para além disso, este tipo de implementação apresenta a vantagem de ser mais flexível para diferentes dimensões do *array* de baterias, para além de simplificar o trabalho de integração do sistema de gestão de baterias com *scooter* elétrica.

O sistema sugerido é composto por uma unidade de controlo principal e vários módulos de equalização secundários. Cada um dos módulos de equalização apresenta uma unidade de controlo local. Como se pode ver na Figura 6.3, existe um interruptor (S1) que se encontra fechado quando a *scooter* está ligada e aberto na situação contrária. Este interruptor tem a função de indicar ao microcontrolador do ECU principal, se este tem de colocar o sistema de monitorização num estado de baixo consumo. Esta funcionalidade foi pensada para que as baterias descarregassem o mínimo possível, quando a *scooter* não estiver a ser utilizada. O sistema sugerido foi desenhado para que este apresente proteção quando o *pack* de baterias estivesse a ser carregado. Para conferir essa característica, é sugerida a utilização de um relé (RL) que desligue as baterias do carregador, assim que estas estejam totalmente carregadas, evitando que estas se danifiquem por excesso de tensão e/ou corrente. Foi ainda projetada a utilização de um sensor de corrente, de forma a poder medir as correntes drenadas e recebidas pelo banco de baterias, de forma a ser possível, não só determinar o estado das baterias, como implementar algumas capacidades de proteção das mesmas. É ainda relevante referir que o BMS foi projetado para ser completamente isolado do resto do sistema. Desta forma, como a alimentação do módulo principal deriva do *pack* de baterias, através de um regulador de comutação, este terá de ser isolado. Da mesma forma, os reguladores dos módulos ECU/EQU locais, terão de ser isolados, sendo que a sua tensão de entrada é proveniente das células às quais estes módulos estão ligados.

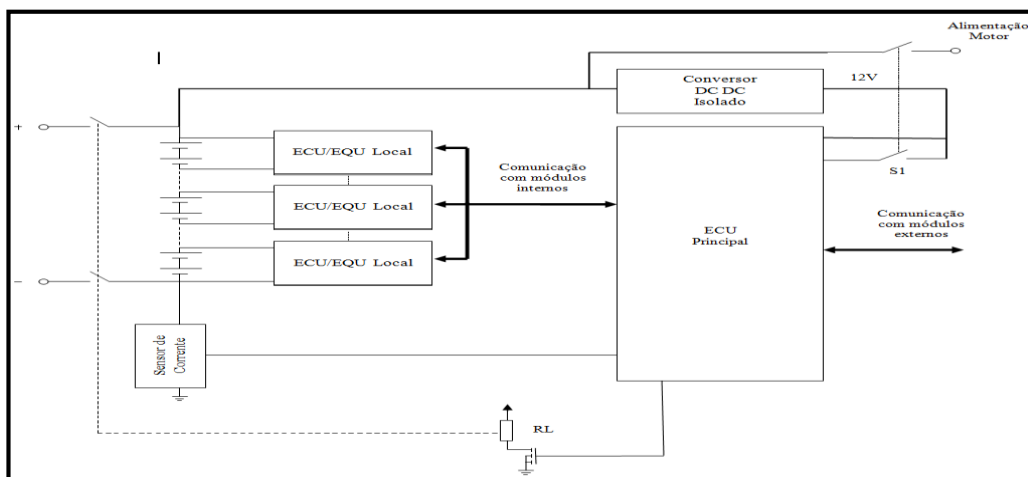


Figura 6.3 – Esquema do sistema de monitorização proposto.

Cada módulo local é constituído por um equalizador e por uma unidade de controlo local. O ECU local proposto deve apresentar as responsabilidades de monitorizar tanto a tensão, como a temperatura das células a que se encontra ligado. Esta parte do circuito tem também a seu cargo a gestão da comunicação entre o módulo local e o módulo principal. O ECU local apresenta ainda a responsabilidade de controlar o equalizador. Por seu lado, o equalizador, tem a função de equalizar as cargas de todas as células, de forma a maximizar a vida útil das baterias. Na Figura 6.4, pode observar-se o esquema representativo de um módulo local, ligado a uma série de células do *pack* de baterias. Para ler a tensão das várias células é proposta a utilização de multiplexagem, de forma a apenas ser necessária a utilização de um canal da ADC do microcontrolador, para a leitura de todas as células a que o módulo está ligado. Isto é proposto de forma a diminuir os recursos que o microcontrolador necessita. As células que constituem a bateria encontram-se ligadas em série entre si. Deste modo, a leitura da tensão de uma célula não pode ser feita de forma direta pela ADC do microcontrolador, pois a massa da célula não é a mesma da ADC. Para fazer face a este problema é proposto um circuito de acondicionamento de sinal baseado num OPAMP de transcondutância (G) seguido de um circuito de *sample and hold* (S/H). Deste modo, o OPAMP ao ler uma diferença de tensão aos terminais da célula converte-a para uma corrente. Essa corrente vai ser aplicada ao circuito de *sample and hold*, sendo convertido em tensões dentro da gama de funcionamento da ADC. Este circuito, para além de eliminar o problema das diferentes massas entre células e ADC, também torna os valores a serem lidos pela ADC mais “limpos”, como menos variações bruscas, podendo o processo de leitura ser feito com mais confiança e mais rapidez. De forma idêntica ao que acontece com a leitura das tensões das células, também as leituras das temperaturas de cada célula são monitorizadas, utilizando uma porta da ADC e multiplexagem para seleção da célula a monitorizar. Para a leitura das temperaturas de cada célula, podem ser utilizados NTC's (*Negative Temperature Coefficient*). A proposta de utilização deste tipo de sensores é justificada, pelo seu baixo custo, comparativamente com outros tipos de sensores, como por exemplo termopares ou RTD's (*Resistance Temperature Detector*). Para além disso, a sua simplicidade de polarização, podendo esta ser feita com apenas uma resistência, e a sua facilidade de utilização, baseada em tabelas guardadas na memória do microcontrolador, são fatores importante na escolha deste tipo de componentes.

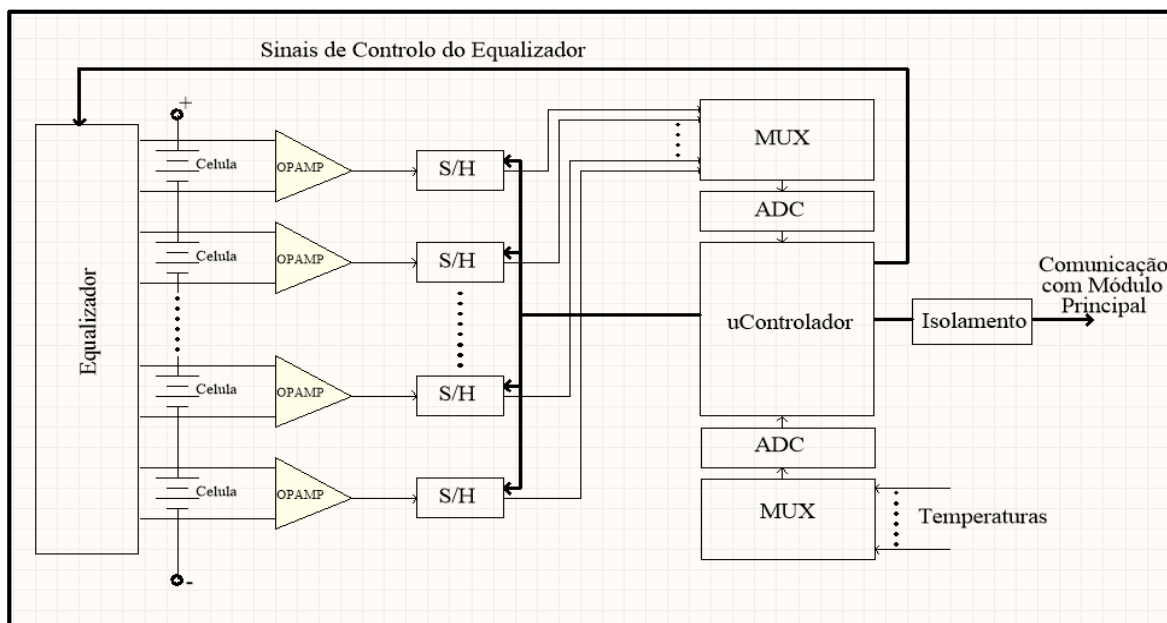


Figura 6.4 – Representação esquemática de um módulo local, do sistema de BMS proposto.

De forma a evitar cablagem para fornecer alimentação entre o módulo principal e os módulos secundários, é proposto que a alimentação para estes seja feita através de um conversor de comutação local. Apesar de não estar representado na Figura 6.4, para não complicar a leitura do circuito, a entrada desse conversor deverá ser ligada aos terminais do conjunto de células que cada módulo monitoriza, sendo que na sua saída apresenta as tensões necessárias para alimentação do *hardware*, tanto do QUE, como do ECU locais.

De forma a que o equalizador seja o mais eficiente possível, é proposta a utilização de um equalizador ativo em detrimento de um equalizador passivo. Com este equalizador pretende redistribuir-se a carga das células mais carregadas para as que apresentam menos energia armazenada. Para isso é proposto um sistema como o apresentado na Figura 6.5. Na configuração proposta é utilizado um transformador, sendo que cada bobine do secundário se encontra ligada aos terminais de cada célula e a bobine do primário está ligada aos terminais do *pack* de células. É ainda necessário que existam elementos de comutação, representados na figura pelos interruptores, de forma a ser possível controlar o sistema. Esses interruptores podem ser substituídos por MOSFET's que são controlados por sinais provenientes do microcontrolador do ECU local. Como estes elementos têm de estar cortados ou em condução plena (saturados), é necessário que, nesta última condição, a tensão aplicada nas suas *gates* seja superior à tensão de alimentação. Dessa forma, os sinais de controlo, provenientes do microcontrolador, não podem ser aplicados diretamente nas *gates* dos MOSFET's, tendo de ser amplificados através de um circuito de *charge pumps*.

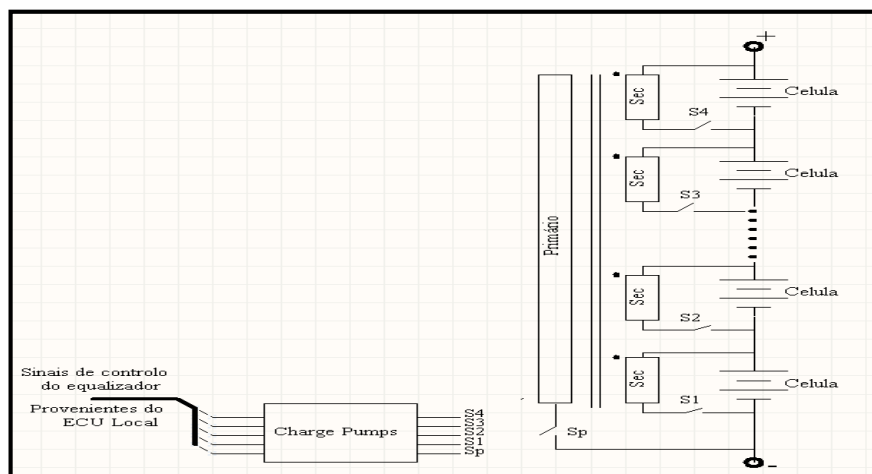


Figura 6.5 – Representação esquemática do EQU proposto.

Determinada qual a célula com carga mais elevada, é ativado, momentaneamente, o MOSFET da bobine correspondente a essa célula e o MOSFET que controla o enrolamento primário. Isto faz com que uma corrente atravessa o enrolamento secundário, induzindo uma corrente no enrolamento primário. Em seguida, o MOSFET da célula que está a ceder corrente é desligado e os MOSFET's das células com menor carga são ativados. Por sua vez, a energia armazenada no enrolamento primário induz uma corrente nos enrolamentos secundários seleccionados. Se este ciclo for periódico, as células com menor energia são carregadas com uma corrente constante. Esta técnica possibilita que a energia seja transferida entre células durante o processo de carga, de descarga ou de *standby* (em que a *scooter* não está a ser utilizada).

Em relação ao módulo ECU principal este apresenta como responsabilidades centrais a sincronização das medições efetuadas pelos módulos locais, a recolha e o tratamento da informação gerada pelos módulos locais, determinação do estado de carga do *pack* de baterias e a medição da corrente drenada ou absorvida por este, de forma a implementar características de segurança, monitorização do sistema quando ele se encontra no estado de baixo consumo energético e comunicação com os outros sistemas constituintes da *scooter* elétrica. De modo a ser possível englobar todos os pontos descritos, é proposto um sistema ECU principal, baseado num microcontrolador, como o que é apresentado na Figura 6.6. De forma a minimizar os efeitos do ruído no sinal transmitido e recebido, é proposto que, à semelhança do que se passava entre os módulos secundários e este módulo, também a comunicação com os restantes módulos da *scooter*, seja isolada. Para além do microcontrolador, este módulo necessita ainda de um sensor de corrente. Os valores desse sensor deveram ser filtrados e aplicados a um OPAMP isolado, sendo que este se encontra ligado a um canal da ADC do microcontrolador. Este módulo deverá ter ainda disponíveis alguns pinos do microcontrolador que serão utilizados para controlo e manutenção do sistema, como por exemplo, a ativação/desativação do relé que desliga a baterias do carregador.

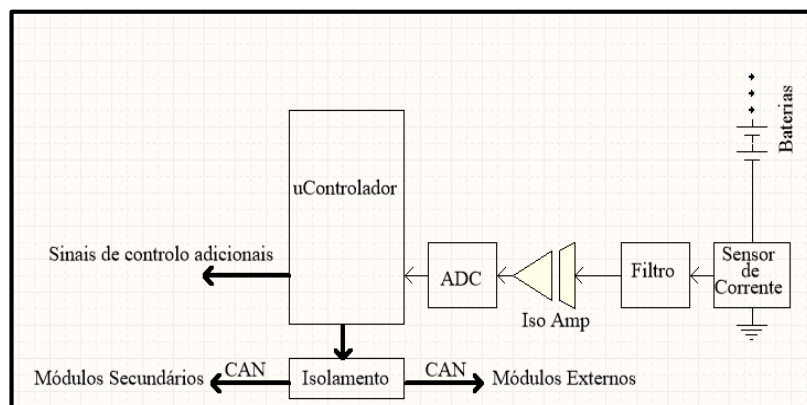


Figura 6.6 – Representação do diagrama de blocos do ECU principal.

6.3 – Interface com o Condutor

O interface humano-computador é um aspeto de extrema importância em qualquer sistema, sendo que é este que proporciona os meios para que o utilizador consiga monitorizar e/ou controlar o sistema. Para além disso, a facto de se criarem interfaces mais simples e intuitivos leva a que um produto seja melhor aceite pelos possíveis utilizadores.

Atualmente, o interface implementado na *scooter* é constituído por dois manómetros analógicos, para monitorização da velocidade e do estado da bateria, por três *LED*'s para indicarem o estado das luzes e piscas e por um conta-quilómetros (ver Figura 6.7).



Figura 6.7 – Imagem da interface com o utilizador presente na *scooter*

Apesar de este interface ser simples e comum a este tipo de sistemas, apresenta a desvantagem de não ser possível acrescentar funcionalidades, como por exemplo a inclusão de um GPS (*Global Positioning System*) ou a possibilidade de visualização/detecção de problemas elétricos. Com os utilizadores a pretenderem sistemas cada vez mais intuitivos, económicos e moldáveis às suas necessidades, associado a uma cada vez maior concorrência entre empresas, esta limitação pode significar a perda de compradores e consequente perda de receitas. Desta forma, torna-se pertinente a criação de um novo interface que, por um lado seja intuitivo, capaz de fornecer toda a informação que o antigo fornecia e ser passível de alterações, de forma fácil, rápida e económica.

Para a realização de um interface como o descrito, existem no mercado várias soluções, como por exemplo consolas industriais (ver Figura 6.8) ou *displays* LCD (*Liquid Crystal Display*) (ver Figura 6.9). Ambas as opções apresentam vantagens e desvantagens. Por um lado, as consolas industriais, apresentam maior robustez e fiabilidade, mas um custo elevado. Por outro lado, devido à sua enorme massificação, os ecrãs LCD apresentam-se como uma solução muito mais económica, mas são menos fiáveis em ambientes adversos.



Figura 6.8 – Exemplo do interface de uma consola industrial da Beijer

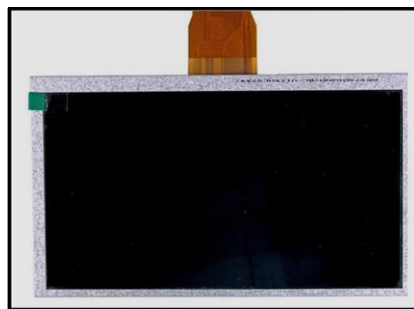


Figura 6.9 – Exemplo de um ecrã LCD da 4DSystems

Depois de uma análise das vantagens e desvantagens dos dois tipos de soluções, optou por implementar-se o novo interface num *display* LCD. Para esta decisão pesou, principalmente, o fator custo, de forma a viabilizar a concretização deste sistema. Assim, procedeu-se à pesquisa de informação relativa a várias formas de implementar um interface baseado em *display* LCD. Foi possível verificar que existem fabricantes, como a 4DSystems®, que fornecem aplicações de criação de imagens e gestão de *displays* bastante intuitivos (ver Figura 6.10). Esta aplicação permite de uma forma bastante simples, criar e/ou importar imagens e ver a sua aparência num *display* de tamanho real. Para além disso, permite associar essas imagens a uma biblioteca desse fabricante, sendo possível fazer a programação do controlo do *display*. A desvantagem deste tipo de implementação é o facto do *display* utilizado ter de ser compatível com a aplicação do fabricante, o que reduz a escolha dos possíveis *displays* a utilizar.



Figura 6.10 – Interface da aplicação de criação de imagens e gestão do ecrã do fabricante 4DSystems

Existem outros dois métodos largamente utilizados, um baseado em *hardware*, com sistema operativo integrado, e outro que não necessita de sistema operativo.

No método que é baseado na utilização de *hardware* com um sistema operativo integrado, como é o caso do RaspberryPi® ou do Beaglebone®, faz-se o uso das saídas VGA (*Video Graphics Array*), tipicamente implementadas nestes sistemas, para interagir com um *display* capaz de aceitar este protocolo. No caso do *display* não possuir capacidade de interpretar este protocolo, pode utilizar-se *hardware* específico para fazer essa conversão (ver Figura 6.11). Neste tipo de solução, o sistema *hardware* e *display* funcionam como um computador, sendo que o ambiente gráfico é programado como uma aplicação de alto nível, podendo ser utilizados IDE's (*Integrated Development Environment*), como o QtCreator®, para programação em C++, Python ou Java, por exemplo, o que torna a gestão de imagens e menus bastante simples. Este método revela o seu potencial quando a interface é complexa e/ou apresenta grande quantidade de menus e imagens. A grande desvantagem deste método é que para aplicações de baixo custo se torna uma solução dispendiosa. Para além do mais, a utilização de um sistema operativo, bem como as ferramentas descritas, levam a que o sistema tenha de ser capaz de armazenar grande quantidade de informação.

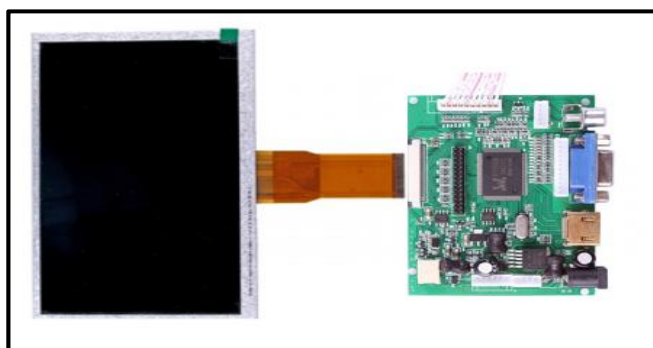


Figura 6.11 – Solução que agrega *display* e placa de conversão VGA para protocolo interpretado por este

No método que não utiliza *hardware* com sistema operativo integrado, a implementação é completamente diferente. Neste método, a aplicação gráfica não é tratada como uma aplicação de alto nível, sendo necessário definir todas as imagens que serão utilizadas na interface. Para isso, pode ser utilizado um programa de edição de imagem que permita guardar as imagens definidas no formato de mapa de *bits* e, em seguida, converter essas imagens num formato que o *hardware* (microcontrolador) consiga interpretar. Para facilitar esta tarefa, muitos fabricantes, como a Microchip® ou a Texas Instruments®, disponibilizam aplicações que convertem imagens que se encontram em mapa de *bits* para *arrays*.

Como este método necessita de pouca capacidade computacional e memória, o *hardware* necessário para a sua implementação prende-se apenas com a escolha de um microcontrolador. Assim, a maior vantagem, de uma implementação com este sistema, é o custo reduzido. A desvantagem deste tipo de implementação é o facto de que, num sistema com muitas imagens diferentes, esta técnica é muito trabalhosa, o que pode levar a um aumento no tempo de desenvolvimento do interface. Como se pretende um sistema de baixo custo e a interface, não necessitando a interface de muitas imagens, optou-se por basear a construção do protótipo no último método descrito.

6.3.1 – O LCD

Qualquer *display* LCD pode ser visto como uma matriz de pixéis. Assim sendo, todos os *displays* obedecem ao mesmo princípio de funcionamento. Sendo uma matriz, a cada pixel

corresponde uma posição, consoante a linha e a coluna onde esse pixel se encontra, sendo que a origem do *display* é representada pela coordenada (0,0) (ver Figura 6.12).

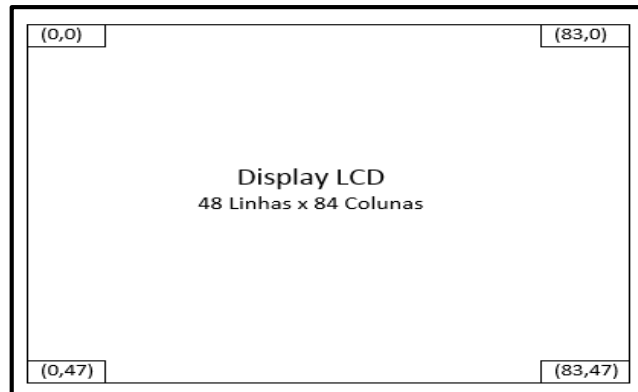


Figura 6.12 – Representação de um *display* LCD de 48 linhas por 84 colunas como uma matriz de pixéis

Desta forma tem de existir um circuito capaz de gerir a ativação/desativação de cada pixel individualmente. Esses circuitos são designados de controladores de *displays*, sendo que no mercado existem inúmeros fabricantes que apresentam este tipo de soluções. Estes circuitos são constituídos por quatro blocos funcionais principais (ver Figura 6.13):

- *Buffer* de entrada – responsável pelo controlo da comunicação entre este componente e o sistema externo, que fornece a informação a imprimir no *display*;
- Memória interna – responsável por guardar internamente o estado de cada pixel do *display*;
- *Driver* das linhas – responsável por gerir a ativação das linhas do *display*;
- *Driver* das colunas – responsável por gerir a ativação das colunas do *display*.

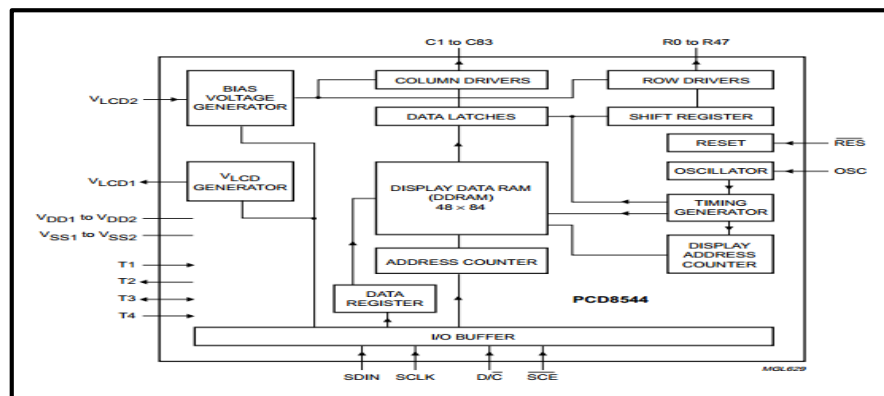


Figura 6.13 – Esquema interno do controlador para um *display* de 48 linhas por 84 colunas [45]

A escolha deste circuito tem de ser feita de uma forma cuidada, visto que nem todos os *displays* suportam o mesmo tipo de controladores. Para fazer face a este problema, encontram-se disponíveis, no mercado, módulos de *display* que já trazem integrados os controladores, o que elimina o problema da escolha e construção do *hardware* para esses dispositivos.

À semelhança do *display*, uma imagem pode ser considerada uma matriz de pixels, que contém um pixel que representa a sua origem (ver Figura 6.14). Desta forma, é fácil entender que, sabendo a origem do *display* e da imagem, se consegue fazer o posicionamento desta em qualquer parte do *display*. Assim, é necessário enviar ao controlador, não só a imagem a representar no *display*, mas também a posição que o pixel de origem da imagem terá no mesmo.

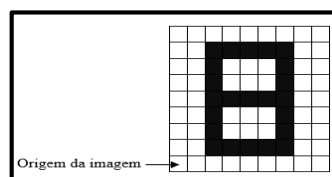


Figura 6.14 – Representação de uma imagem e respetivo pixel de origem da mesma

Para a criação de imagens pode utilizar-se um programa de edição de imagens que tenha a capacidade de exportar os ficheiros resultantes no formato de mapa de *bits*. Como é óbvio, o controlador não consegue interpretar um ficheiro neste formato, sendo que estas têm de ser convertidas. Como as imagens são matrizes de pixéis e os pixéis são formados por *bits*, então uma imagem pode ser definida como um *array*. Para facilitar esta tarefa muitos fabricantes, como a Microchip® ou a Texas Instruments®, disponibilizam aplicações que convertem imagens que se encontram em mapa de *bits* para *arrays* (ver Figura 6.15).

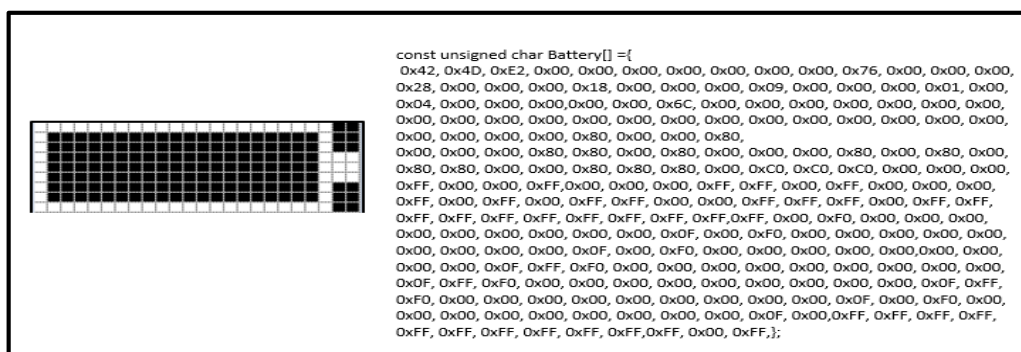


Figura 6.15 – Definição de uma imagem pixel a pixel e respetiva conversão para *array*

6.3.2 – O Sistema Proposto

Para o desenvolvimento do protótipo do sistema foi necessário definir o que este teria capacidade para fazer. Assim, todo o desenvolvimento se baseou nos seguintes princípios, de que o sistema:

- Teria de ser capaz de enviar informação atualizada para o *display*, periodicamente, para que não fosse perceptível ao olho humano as ativações/desativações de cada pixel;
- Teria de conseguir recolher informação dos módulos de controlo do motor e gestão de carga das baterias;
- Teria de ser capaz de recolher informação do estado das luzes de máximos, médios e mínimos, bem como do estados das luzes de mudança de direção;
- Teria de ser isolado do resto dos módulos, de forma a fornecer uma utilização segura ao usuário;
- Teria de consumir o mínimo de energia possível;
- Teria de ser construído de forma a ser possível um *upgrade* das suas funcionalidades de *software* de forma simples e rápida.

Com base nestes princípios foi definido o *hardware* necessário para a sua construção. Este *hardware* é baseado num microcontrolador, responsável por recolher a informação dos restantes sistemas da *scooter*, tratá-la e enviá-la para o controlador do *display*. Assim, propõe-se um sistema como o representado na Figura 6.16. Por uma questão de segurança do *hardware* e do utilizador, este

sistema é isolado dos restantes módulos da *scooter*. Devido a este facto, é necessário a utilização de uma fonte de alimentação isolada, bem como um sistema de isolamento, baseado em acopladores óticos.

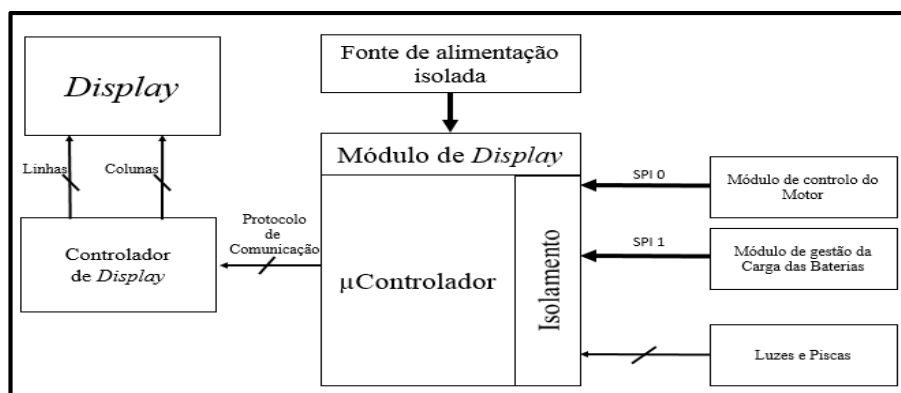


Figura 6.16 – Esquema do sistema do display proposto

De forma a tornar a criação do protótipo modular e rápida, foi decidido basear a sua construção na placa de desenvolvimento Stellaris® LM4F120 – EK-LM4F120XL, da Texas Instruments® (ver Figura 6.17) [46]. Esta placa de desenvolvimento foi escolhida, uma vez que reunia todos os requisitos necessários ao projeto. Para além disso, o facto de existirem bibliotecas para controlo de *displays* LCD já desenvolvidas para o microcontrolador utilizado também foi um fator a ter em consideração. Por último, a familiarização do aluno com a referida placa também foi um elemento de peso na decisão do uso deste *hardware*.

Esta placa contém um microcontrolador de ARM Cortex™ – M4 de 32 *bits*, capaz de funcionar até 80MHz e com *hardware* específico para trabalhar com números em vírgula flutuante. Este microcontrolador conta também com 256KB de memória Flash, 32KB de memória SRAM e 2KB de memória EEPROM. O dispositivo conta ainda com duas ADC de 12 bits e com seis *timers* de 32 bits e seis *timers* de 16 bits. Tanto os *timers* de 32 bits, como os de 16 bits podem ser utilizados aos pares, de forma a criarem três *timers* de 63 bits e três *timers* de 32 bits, respetivamente. Este microcontrolador conta ainda com vários módulos de comunicação série.

Para além do microcontrolador, esta placa apresenta *hardware* que permite comunicar com o dispositivo através de uma porta USB (*Universal Serial Bus*) de qualquer computador. O microcontrolador apresenta ainda um *bootloader*, sendo assim possível programar o dispositivo sem recurso a nenhum circuito de programação adicional [47].

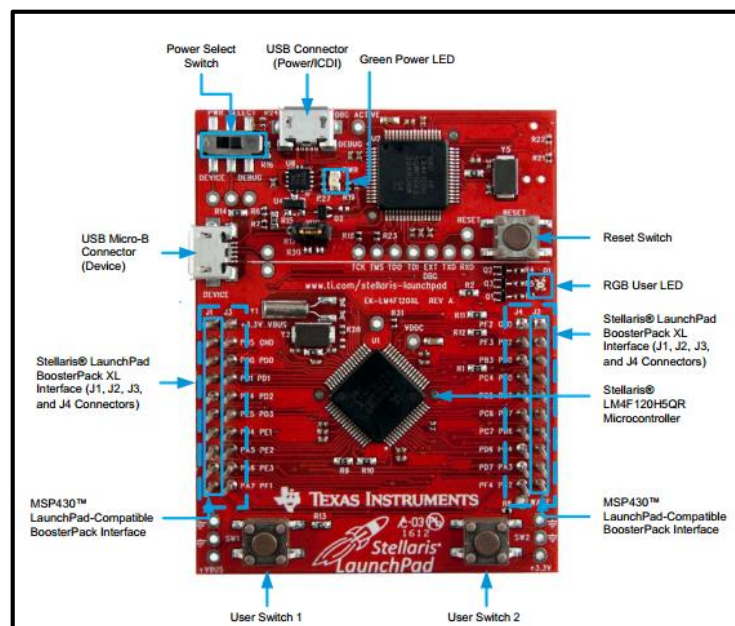




Figura 6.17 – Placa Stellaris LM4F120 utilizada [47]

Para o controlo do *display* foi utilizada uma biblioteca fornecida pela Texas Instruments®, que permite manipular *displays* de 48 linhas por 84 colunas. Contudo, deve salientar-se que, apesar de esta biblioteca ser desenhada para ecrãs com as dimensões referidas, a alteração para que esta funcione com ecrãs de outras dimensões é simples. Para isso, basta, na biblioteca, redefinir o número máximo de linhas e de colunas que o *display* contém.

Neste projeto não foi utilizado um *display* real, sendo este substituído por um *display* simulado no ecrã do computador, através da porta USB. A escolha desta técnica, em detrimento da utilização de um ecrã real, foi feita devido a este protótipo apenas pretender demonstrar os conceitos inerentes à implementação de um interface baseado em *display* LCD, sendo que o custo de aquisição deste *hardware* adicional não se justificava. Esta alteração não acarreta mudanças significativas para o projeto, visto que o código está preparado para utilizar o ecrã virtual ou um ecrã real, sendo que para isso existe uma definição que controla o envio da informação através da porta USB, para o computador, ou através de outro protocolo de comunicação (SPI, neste caso), para o *display* real.

O princípio de funcionamento da biblioteca utilizada é simples, baseando-se na utilização de um *buffer* interno, com as mesmas dimensões do ecrã a utilizar, onde é carregada toda a informação a enviar para o *display*. Deste modo, quando se pretende atualizar a informação do *display* envia-se todo o conteúdo desse *buffer* para o controlador de *display*, que trata do controlo da sua impressão no ecrã.

Antes de se proceder à programação do microcontrolador, foi necessário criar todas as imagens que fariam parte do interface. Para isso, foi utilizado o programa de edição de imagens Paint, sendo que as imagens foram convertidas em *arrays* através da aplicação BmpConverter, fornecida pela Texas Instruments®. Assim foram desenhados as imagens presentes na Tabela 6.6.

Imagem	Descrição
	Bateria - define o banco de baterias
	Barra de estado de bateria – é utilizado para preencher o símbolo de bateria consoante a carga no banco de baterias

	Travagem regenerativa – este símbolo é mostrado sempre que a travagem regenerativa está a ser efetuada
	Máximos – define que se está a utilizar as luzes de máximos
	Médios – define que se estão a utilizar as luzes de médios
	Pisca da esquerda – define que o pisca da esquerda está ligado
	Pisca da direita – define que o pisca da direita está ligado
	Problema elétrico – define que existe um problema elétrico com as luzes ou com os piscas

Tabela 6.6 – Tabela com as imagens definidas para o interface e a respetiva descrição

O código do microcontrolador encontra-se estruturado em duas camadas distintas (ver Figura 6.18). A camada de mais baixo nível, camada 1, é constituída pela biblioteca do microcontrolador, bem como por funções básicas de controlo do mesmo e que implementam funções que atuam diretamente sobre a *hardware*. Já a camada de mais alto nível, camada 2, é constituída pela biblioteca do *display* e funções a ela inerentes, bem como por um conjunto de funções de alto nível, ou seja, que apresentam uma abstração do *hardware*. Existe ainda um conjunto de estruturas do sistema, bem como funções para controlo das *flags* do mesmo, que é comum a todas as camadas do código. É de referir que as funções de uma camada apenas podem chamar funções da camada imediatamente inferior, mantendo assim o sistema modular. Assim, no caso de ser necessário mudar o microcontrolador, apenas é necessário refazer as funções da camada de mais baixo nível, reduzindo desta forma o tempo de desenvolvimento.

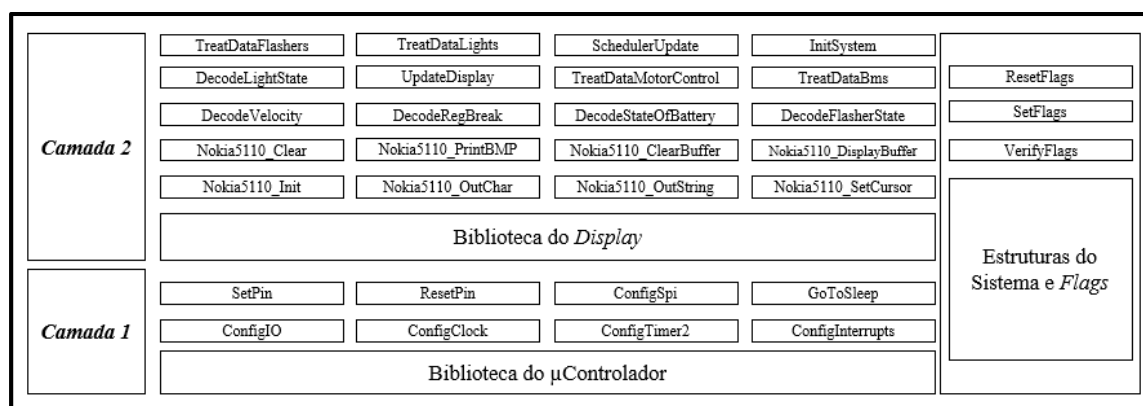


Figura 6.18 – Esquema da organização do código do microcontrolador

Com base nos requisitos a que o sistema tinha de obedecer, descritos no início do capítulo, desde logo foi possível definir quais seriam as estruturas e *flags* do sistema. Dado que o módulo teria de recolher informação, tanto do controlador do motor e do sistema de gestão de baterias, bem como de alguns pontos específicos da *scooter*, nomeadamente das luzes de mínimos, médios e máximos e das luzes de mudança de direção, foram criadas duas estruturas internas onde se guardariam essas informações. Na Tabela 6.7, pode verificar-se as variáveis constituintes das estruturas criadas, bem como a sua descrição.

Estrutura	Variável	Descrição
	DataReceivedOfMotorControlModule	Informação recebida do módulo de controlo do motor

<i>ReceivedData_Typedef</i>	DataReceivedOfBms	Informação recebida do módulo de gestão das baterias
	NewDataFlag	Flag que indica se existe nova informação recebida de um dos módulos
<i>Lights_Typedef</i>	FlasherState	Estado dos piscas. Cada bit informa sobre o estado de um pisca
	LightState	Estado das luzes. Cada bit informa sobre o estado de uma luz
	NewDataFlag	Flag que indica se existe nova informação relativa aos piscas ou às luzes

Tabela 6.7 – Variáveis presentes nas estruturas do *software* e suas descrições

Não sendo o objetivo a implementação total do sistema, optou-se por não construir a camada inferior do *software* na sua totalidade. Nesta camada apenas foram criadas as funções fundamentais para que a camada superior conseguisse funcionar. Assim, foram implementadas as funções de configuração do relógio, configuração do *timer* 2 e a sua respetiva rotina de interrupção. Contudo, como teve de ser pensada a implementação desta camada para o projeto das camadas superiores, o seu funcionamento será descrito a seguir.

O microcontrolador utiliza dois módulos SPI para comunicar com os sistemas de controlo do motor e de gestão da carga das baterias. O controlador de *display* foi desenhado para funcionar como *slave* na comunicação com esses dois módulos. Por outro lado, ambos os módulos SPI seriam desenhados para funcionarem por interrupção. Deste modo, o sistema ficaria à espera de nova informação proveniente da comunicação SPI. Quando a nova informação fosse recebida, num dos canais SPI, seria gerada uma interrupção relativa ao canal em questão. Por sua vez, a rotina de interrupção guarda a informação nova nas variáveis da estrutura correspondente e faz o *set* das *flags* dessa estrutura. Por outro lado, os estados das luzes estão associados a interrupções nos pinos do microcontrolador. Assim, quando uma luz é ligada, é gerada uma interrupção, que tem a função de alterar o valor da variável correspondente, presente na estrutura *Lights_Typedef*, bem como o valor das *flags* associadas a esta estrutura.

A camada de código superior, camada 2, foi toda desenvolvida, de forma a ser possível testar o sistema projetado. Nesta camada, não existe uma interação direta com o *hardware*, sendo que as funções apenas atuam sobre as variáveis e *flags* presentes nas estruturas do sistema. Nesta camada existe uma função principal (*SchedulerUpdate*), que funciona como um *scheduler*. Esta função é periódica e está associada ao *timer* 2, que foi programado para funcionar com uma frequência de 30Hz. Esta função é responsável por verificar as *flags* do sistema e, consoante os seus valores, efetuar diferentes ações. Para além disso, é ainda responsável por realizar a atualização da informação do *display*. O fluxograma desta função pode ser visto na Figura 6.19.

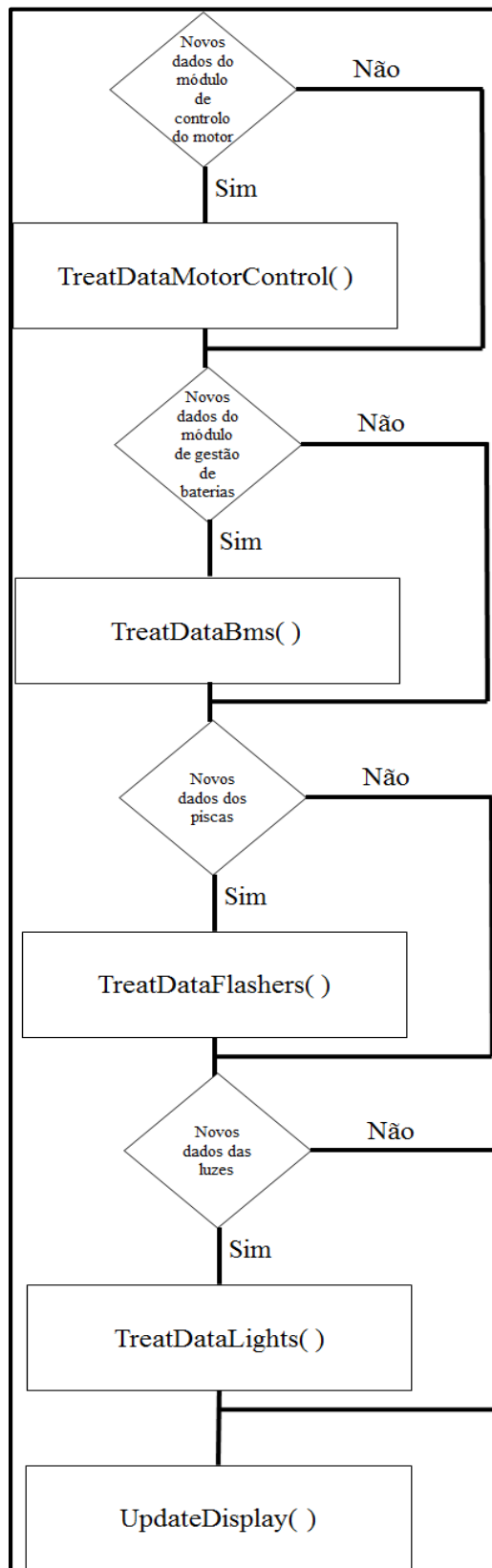


Figura 6.19 – Fluxograma da função *UpdateScheduler*

Tirando os momentos em que chega nova informação ao microcontrolador (gera nova interrupção), como a função que controla as ações do programa é periódica, com uma frequência de 30Hz, o processador apenas tem necessidade de trabalhar de 33,3ms em 33,3ms. Dessa forma, pode tirar-se proveito do tempo restante, colocando o microcontrolador num modo de consumo energético inferior, baixando, assim, o consumo do sistema. Na Figura 6.20, pode verificar-se como é que o programa principal é implementado de forma a reduzir o consumo de energia.

```
int main (void)
{
    ConfigClock(); /*Configura os relógios do sistema*/
    ConfigTimer2(); /*Configura o timer 2 com uma frequência de 30Hz*/
    ConfigInterrupts(); /*Configura as interrupções do sistema*/

    while(1)
    {
        GoToSleep(); /* Coloca o sistema num modo de baixo consumo de energia*/
    }
    return 0;
}
```

Figura 6.20 – Excerto do programa principal, onde se coloca o sistema num modo de baixo consumo energético

Por fim, depois de implementado o protótipo, foram feitos alguns testes de forma a comprovar o seu correto funcionamento. Na Tabela 6.8 são apresentados os resultados mais relevantes, bem como os valores das variáveis que levaram a esse resultado. Para ser possível analisar a tabela referida, estão disponíveis, nas Figuras 6.21 e 6.22, as estruturas de controlo do sistema, bem como a explicação de cada bit dessas mesmas variáveis.

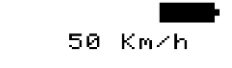
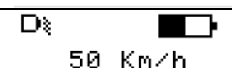
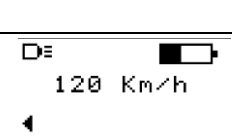
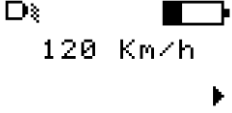
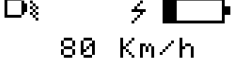
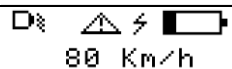
Estado das variáveis do Sistema	Display
DataReceivedOfBms = 0xA0 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x3200	
DataReceivedOfBms = 0x50 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x3200 LightState = 0x88	
DataReceivedOfBms = 0x40 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x7800 LightState = 0xC4 FlasherState = 0x2A	
DataReceivedOfBms = 0x30 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x7800 LightState = 0x88 FlasherState = 0x15	
DataReceivedOfBms = 0x20 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x5080 LightState = 0x88	
DataReceivedOfBms = 0x10 DataReceivedOfMotorControlModule = 0x0 LightState = 0x80	

Tabela 6.8 – Resultados do teste ao protótipo, para vários valores das variáveis do sistema

```

/**
 * Estrutura que contem a informacao recebida dos varios módulos
 */
typedef struct{
    /**
     * Esta variavel tem 16 bits:
     * (+sig)vvvv vvvv txxx xxxx (-sig)
     * Os 8 bits mais significativos(v) codificam a velocidade atual (0 - 255KM/h)
     * 0 bit seginte (t) codifica o estado da travagem regenerativa. 1 - Travagem ON; 0 Travagem OFF;
     * Os restantes bits(x) podem servir para envio de codigos de erro entre o módulo de controlo do motor e o display.
     */
    uint16_t DataReceivedOfMotorControlModule; /*Informação recebida pela comunicação entre modulos*/

    /**
     * Esta trama tem 8 bits:
     * (+sig)bbbb xxxx (-sig)
     * Os primeiros 4 bits(b) codificam o estado da bateria. Este pode ter 10 valores:
     * - 0 bateria totalmente descarregada
     * - 10 bateria totalmente carregada
     * Os restantes 4 bits podem ser utilizados para envio de códigos de erros
     */
    uint8_t DataReceivedOfBms; /*Informação recebida pela comunicação entre o modulo de display e o módulo de battery manegment System*/

    /**
     * Esta trama codifica as flag de receção de informação.
     * Bits a 1 significam nova informação nas tramas.
     * Bits a 0 significam informação velha nas tramas.
     *
     * 0 bit 1 (-sig): Bit Flag relativo à trama do controlador do motor
     * 0 bit 2 : Bit Flag relativo à trama do controlador do BMS
     * Os outros ainda nao têm valores
     */
    uint8_t NewDataFlag; /*Informa se a informação na stream é nova.1 - Nova info; 0 - Velha info*/
}ReceivedData_Typedef;

```

Figura 6.21 – Estrutura de controlo da informação recebida entre o módulo de display e os restantes módulos

```

/**
 * Estrutura que contem os estados do sistema de luzes da Scooter
 */
typedef struct{
    /**
     * Esta variavel contem o estado dos piscas
     * É constituída por 8 bits:
     * (+sig)pprr rrrx (-sig)
     * Os 2 bits mais significativos(p) codificam os estados possiveis.
     * (+sig) pp :
     * - FLASH_OFF 00 (piscas desligados)
     * - FLASH_RIGHT_ON 01 (pisca direito ligado)
     * - FLASH_LEFT_ON 10 (pisca esquerdo ligado)
     * - FLASH_BOTH_ON 11 (ambos piscas ligados - Nao sei se as motas têm isto)
     *
     * Os seguintes 4 bits(r) codificam o estado real dos piscas:
     * (+sig) r1r2 r3r4
     * - r1 : Estado do pisca trazeiro esquerda. 1 - ON; 0 - OFF
     * - r2 : Estado do pisca trazeiro direita. 1 - ON; 0 - OFF
     * - r3 : Estado do pisca frente esquerda. 1 - ON; 0 - OFF
     * - r4 : Estado do pisca frente direita. 1 - ON; 0 - OFF
     *
     * Os restantes bits sao don't care.
     * Podem ser utilizados para fazer o sensing da lampada e verificar se ela pisca ou se esta fundida
     */
    uint8_t FlasherState; /*Estado dos piscas*/

    /**
     * Variavel que contem o estado das luzes.
     * (+sig) eerr rrrx (-sig)
     * Os 2 bits mais sig (e) codificam o estado das luzes:
     * - LIGH_OFF 00 - todas as luzes desligadas
     * - LIGH_MIN_ON 01 - minimos ligados
     * - LIGH_MED_ON 10 - médios ligados
     * - LIGH_MAX_ON 11 - máximos ligados
     *
     * Os seguintes 4 bits (r) codificam o estado real das luzes:
     * (+sig)r1r2r3r4
     * - r1 : Estado da luz de presença/minimo traseira. 1 - ON; 0 - OFF.
     * - r2 : Estado da luz de presença/minimo frente. 1 - ON; 0 - OFF.
     * - r3 : Estado da luz de médios frente. 1 - ON; 0 - OFF.
     * - r4 : Estado da luz de maximos frente. 1 - ON; 0 - OFF.
     *
     * Os restantes bits são don't care
     */
    uint8_t LightState; /*Estado das luzes*/

    /**
     * Esta trama codifica as flag para esta estrutura.
     * Bits a 1 significa nova informação dos piscas/luzes.
     * Bits a 0 significam informação velha dos piscas/luzes.
     *
     * 0 1 bit(-sig) : Bit Flag relativo aos Piscas
     * 0 2 bits : Bit Flag relativo às Luzes
     * Os restantes bits sao don't care
     */
    uint8_t NewDataFlag; /*Variavel com o registo das flags para esta estrutura*/
}Lights_Typedef;

```

Figura 6.22 - Estrutura de controlo do estado do sistema de luzes da *scooter* elétrica

CAPÍTULO 7 - RESULTADOS

Ao ser concluída toda a fase de construção de *hardware* e *software* do controlador procedeu-se à sua avaliação. Desta forma, foi realizada uma bateria de testes com o intuito de fazer *debug* de todo o *software* desenvolvido, bem como de avaliar o comportamento do controlador. Todos os testes realizados foram efetuados numa bancada de ensaios (ver Figura 7.1), constituída por um motor trifásico AC (SK100L/2 IG21) e respetivo inversor (NORDAC 520E), o motor a ser testado, um osciloscópio (Hameg HMO 1024), fonte de tensão regulável (AIM-TTI INSTRUMENTS – EL302RT), multímetro e por sondas de corrente, capazes de serem ligadas ao osciloscópio. O motor da *scooter* encontrava-se acoplado mecanicamente ao motor AC trifásico por uma correia. O banco de baterias foi configurado para apresentar aos seus terminais 48V, simulando assim o banco de baterias utilizado na *scooter* elétrica.

O motor BLDC é um motor de 2,5KW, que vinha acoplado à *scooter* elétrica cedida para a realização da dissertação.

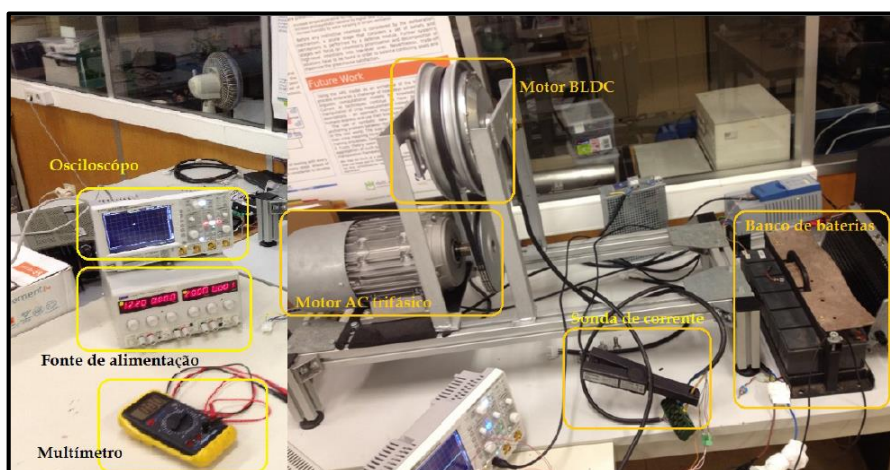


Figura 7.1 – Bancada de ensaios utilizada para o teste do motor BLDC

7.1 – PWM Aplicado aos MOSFET's

Numa primeira fase, foi verificado se os sinais de controlo aplicados no *drive* da ponte H estavam a ser gerados de acordo com os sinais provenientes dos sensores de *hall*. Para tal, com recurso ao osciloscópio e ao *logic analyzer* do mesmo, verificaram-se os sinais nos pinos respetivos do microcontrolador. Na Figura 7.2 podem observar-se os três sinais dos sensores de *hall* (linhas amarela, azul e verde), bem como os seis sinais de controlo do *drive* da ponte, produzidos pelo microcontrolador (linhas violeta). Os sinais 0, 2 e 4, lidos pelo *logic analyzer*, correspondem aos sinais de controlo dos MOSFET's do *high side* da ponte H e os sinais 1, 3 e 5 correspondem aos respetivos sinais de controlo dos MOSFET's do *low side* da ponte H. Assim, os pares de sinais 0-1, 2-3 e 4-5 correspondem aos sinais de controlo de cada um dos ramos da ponte H trifásica.

Como se pode observar, nunca ocorre a situação em que os MOSFET's do *high side* e do *low side* do mesmo ramo se encontram ativos em simultâneo. Na Figura 7.3 pode verificar-se que existe um *dead time* entre as ativações dos diferentes sinais, que garantem que os MOSFET's do mesmo ramo não estão ativos em simultâneo, no momento das transições entre as várias fases. Nesta figura pode observar-se que desde a desativação do sinal 4 até à ativação do sinal 2, que são dois sinais de

controle de dois MOSFET's do *high side*, existem cerca de $80\mu\text{s}$ em que não existe nenhum MOSFET do *high side* ativo, garantindo assim tempo para que os MOSFET's transitem de estado.

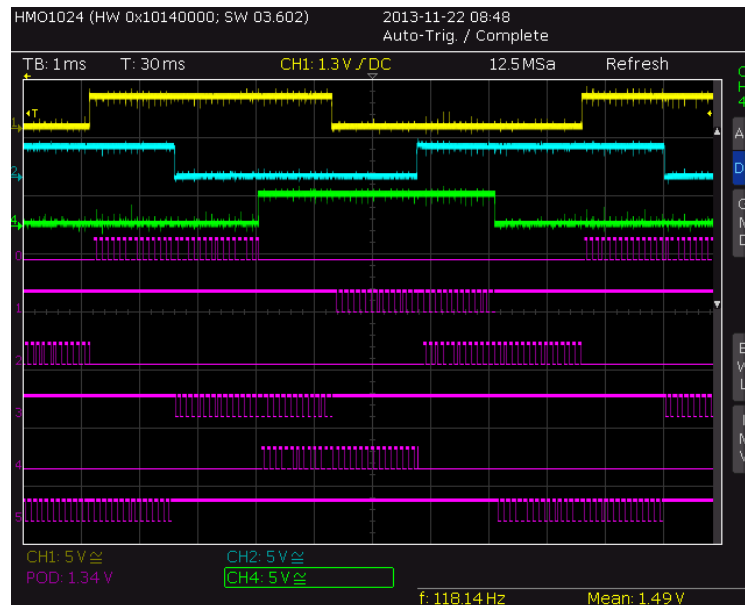


Figura 7.2 – Relação entre os sinais dos sensores de *hall* (sinais amarelo, azul e verde) e os sinais de controle gerados (sinais violeta)

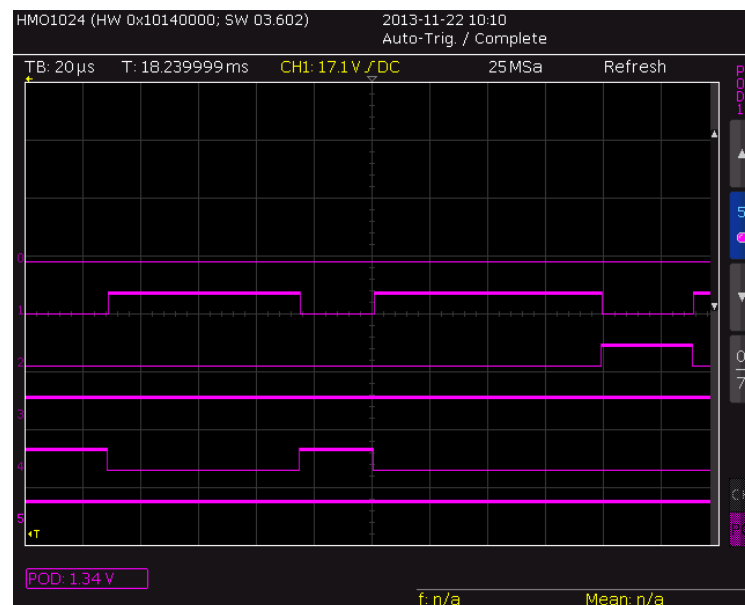


Figura 7.3 - Pormenor do tempo entre ativações ($80\mu\text{s}$). Os sinais 0 2 e 4 são sinais de controle dos MOSFET's do *high side*. Os sinais 1, 3 e 5 são sinais de controle dos MOSFET's do *low side*

Verificou-se também que existia um tempo de atraso entre os instantes de ativação dos sinais de controle no microcontrolador e os instantes efetivos em que essas alterações eram sentidas nas *gates* dos MOSFET's da ponte H. Este atraso é consequência da existência do circuito de *drive*, que se encontra entre o microcontrolador e as *gates* dos MOSFET's da ponte H e das linhas que interligam o microcontrolador a estes. Verificou-se também que os tempos de atraso eram diferentes para os sinais de controle do *high side* e do *low side* da ponte H. Para além disso verificou-se que para cada conjunto de sinais de ativação do *high side* e do *low side*, esse atraso era idêntico, nos

senais relativos às três fases do motor. Esse resultado é justificado pois os *drives* são iguais nas três situações e as linhas que ligam os pinos do microcontrolador a estes foram propositalmente desenhadas com as mesmas dimensões, para que o atraso provocado por estas fosse semelhante. Na Figura 7.4 pode verificar-se, para um ramo da ponte H, a relação entre os instantes de ativação/desativação dos sinais no microcontrolador e os sinais de ativação na *gate* dos MOSFET's.

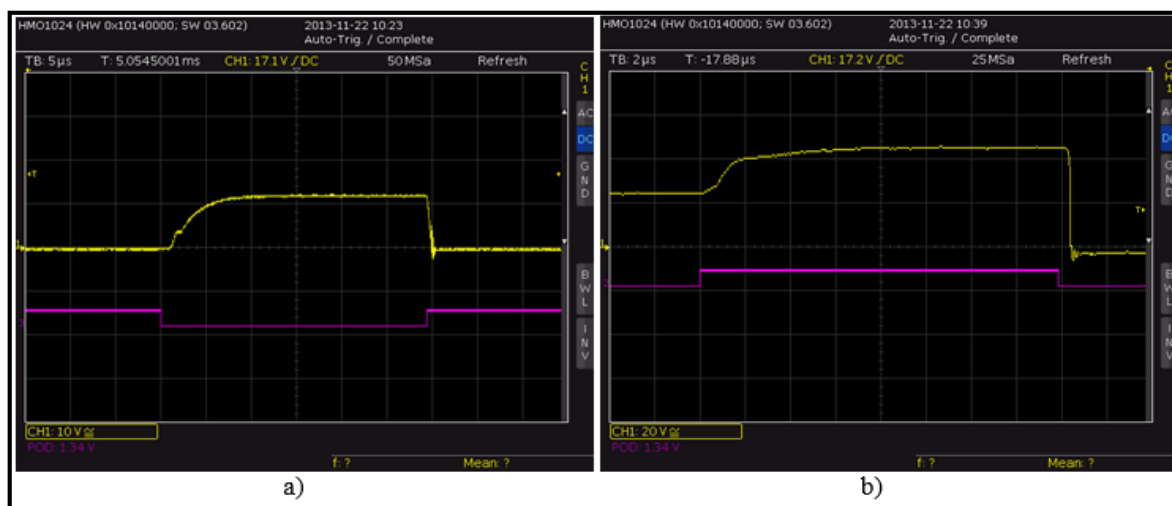


Figura 7.4 – Relação entre os instantes de ativação/desativação dos sinais do microcontrolador (sinais violeta) e dos sinais aplicados nas *gates* dos MOSFET's. A linha amarela da imagem a) representa o sinal na *gate* do MOSFET do *low side* da ponte H. A linha amarela da imagem b) representa o sinal na *gate* do MOSFET do *low side* da ponte H

7.2 – Controlo Trapezoidal do motor

Seguidamente será examinado o funcionamento do controlador, no que diz respeito ao controlo trapezoidal implementado, para diversas velocidades, analisando para isso a FCEM nos três enrolamentos do motor. É de notar que todas as formas de onda apresentadas foram retiradas tendo como referência a massa da fonte de tensão. Analisando as formas de onda da FCEM, produzida em cada um dos três enrolamentos do motor (ver Figura 7.5), pode observar-se que estas apresentam a forma trapezoidal, como seria de esperar pois o controlo implementado também é trapezoidal.

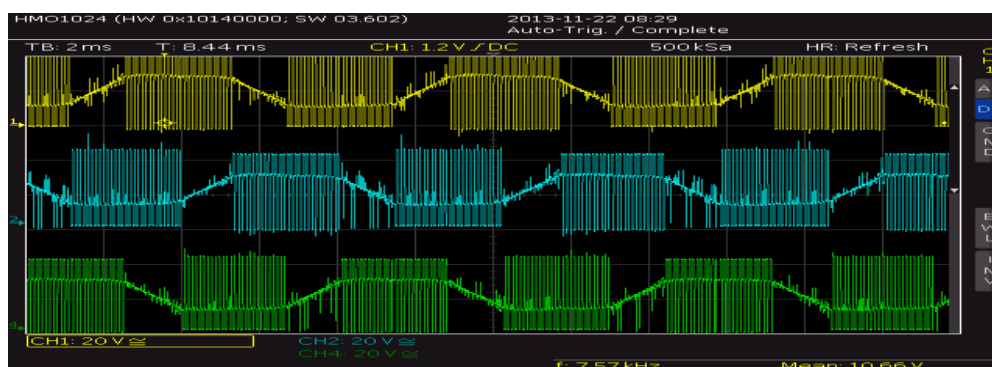


Figura 7.5 – Formas de onda da tensão nos três enrolamentos do motor

Como seria de esperar, estas formas de onda apresentam um desfaseamento de 120° entre si e estão diretamente relacionadas com os valores produzidos pelos sensores de *hall*.

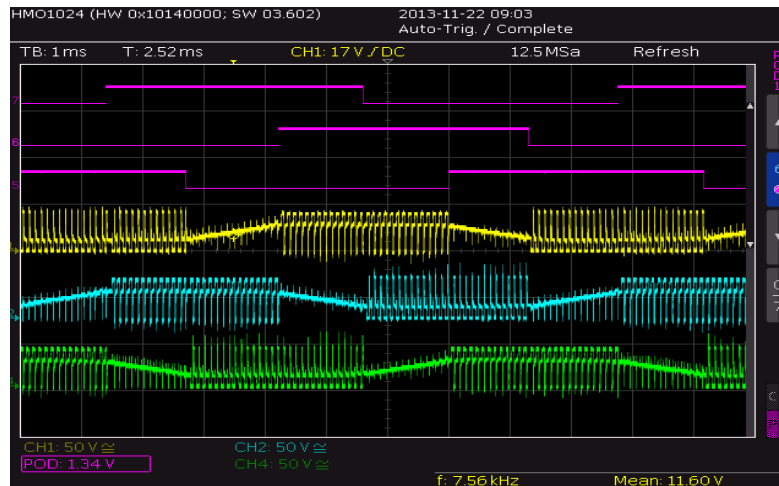


Figura 7.6 – Formas de onda da tensão nos enrolamentos do motor, relacionadas com os valores dos sensores de *hall*

Na figura 7.7 pode visualizar-se como é que a forma de onda da tensão varia em função do sinal lido no acelerador. Como se pode verificar através da escala temporal dos sinais desta figura, quanto mais o sinal do acelerador aumenta, mais comutações ocorrem. Para além disso, e como esperado, quanto mais rápido o motor roda, maior é o *duty cycle* do sinal de PWM aplicado nas gates dos MOSFET's da ponte H, o que torna mais nítido o sinal trapezoidal gerado.

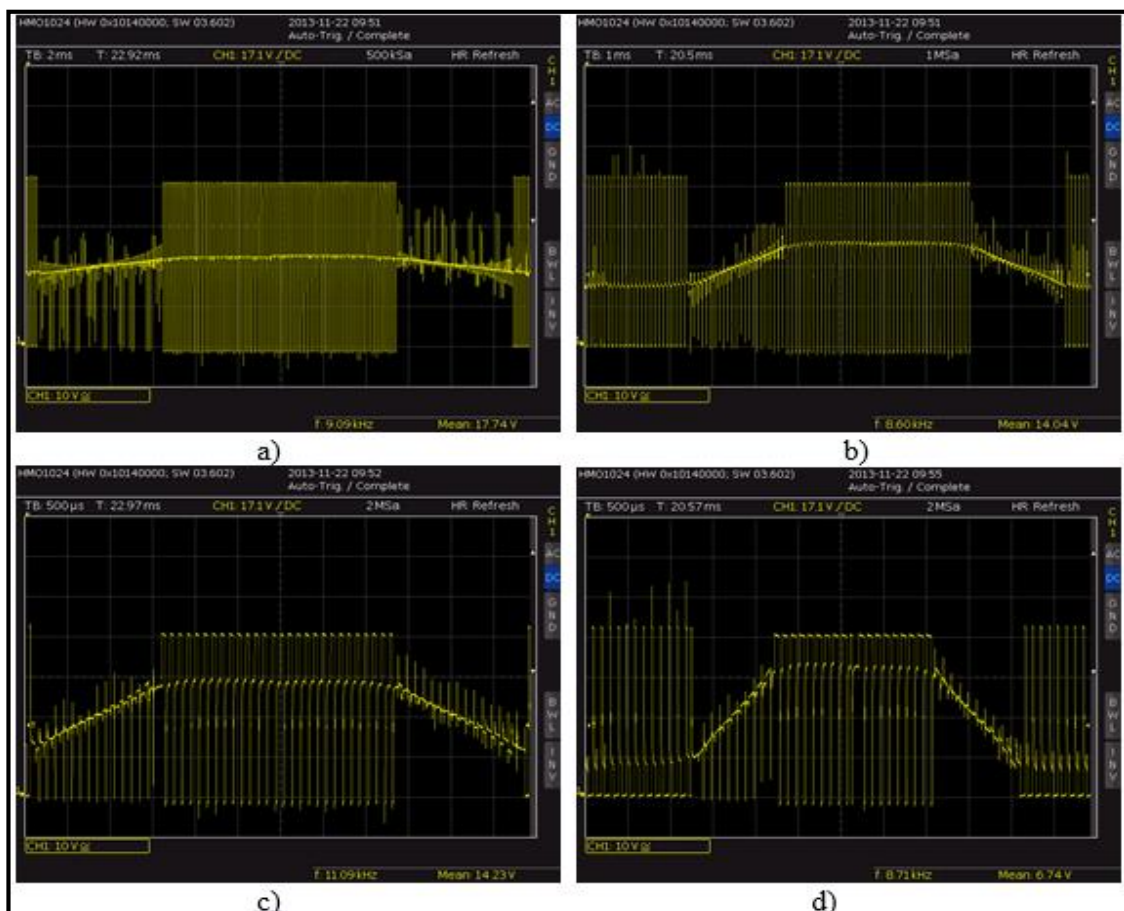


Figura 7.7 – Variação da forma de onda da tensão, num enrolamento, para 20%, 30%, 40% e 50% do valor total dado pelo acelerador

7.3 – Eficiência do Motor e do Controlador

Nesta parte do trabalho serão analisadas a eficiência do controlador desenvolvido, bem com do motor utilizado. Começando pela lógica de controlo da ponte H, que inclui os *drives* desta e o microcontrolador, mediu-se as correntes consumidas que eram de cerca de 150mA e 60mA, respetivamente. Como a lógica era alimentada a 12V e o microcontrolador a 3.3V, pode concluir-se que a potência consumida pelo *hardware* de controlo da ponte H era de cerca de 2W.

Para a determinação da potência consumida pelos MOSFET's da ponte H, colocou-se uma resistência de 7 Ω , ligada entre a *source* do elemento de potência e a massa do banco de baterias, com esta configurada para fornecer 48V. Verificou-se que a corrente que atravessava o transistor era de cerca de 6.67A. Em seguida, mediu-se a queda de tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET e verificou-se que esta tinha o valor de 83.5mV (medidas efetuadas com o transistor em comutação). Concluiu-se, portanto, que a potência dissipada em cada transistor da ponte H era de cerca de 557mW. Como a ponte H é constituída por seis transístores, então a potência dissipada é de 3.342W. Como a fonte de alimentação fornece 48V e a corrente que flui pelos transístores é de 6.67A, tem-se que a potência entregue à carga é de cerca de 320.16W, sendo que nesta situação a eficiência do sistema é $\frac{320.16}{(2+3.342 + 320.16)} * 100 = 98.36\%$. É de notar que para este teste apenas foram utilizados seis transístores na ponte H, em detrimento da utilização de três transístores em paralelo para cada um dos MOSFET's utilizados. Nessa situação, pelo facto das resistências entre o dreno e a fonte de cada um dos transístores se encontrar em paralelo com outras duas, da mesma ordem de grandeza, era de esperar que a queda de tensão entre o dreno e a fonte fosse menor, o que levaria a uma eficiência superior. Repetiu-se esta experiência para vários valores de potências, sendo que os resultados foram registados na Tabela 7.1.

V _{ds} (mV)	I _{ds} (A)	Potência dissipada em cada MOSFET (W)	Potência dissipada em todos os MOSFET's (W)	Potência entregue à carga (W)	Eficiência do controlador (%)
83.5	6.67	0.6	3.3	320.2	98.4
185.2	13.53	2.5	15.0	649.4	97.4
254.4	20.48	5.2	31.3	983.0	96.7
385.4	27.39	10.6	63.3	1314.7	95.3

Tabela 7.1 - Valores experimentais para determinação da eficiência do controlador

Observando-se a reta de regressão linear, apresentada na Figura 7.8, pode estimar-se a eficiência, para a potência nominal do motor, onde este controlador será aplicado. Neste caso concreto, o motor a utilizar apresenta uma potência nominal de 2500W, sendo que para esta potência o controlador apresenta uma eficiência de 91.9%. Como, foi referido, esta eficiência poderá ser aumentada, colocando vários MOSFET's em paralelo, diminuindo R_{ds_on} equivalente, que se encontra entre a fonte e o dreno dos MOSFET's. Outra solução, que não implica o aumento do número de MOSFET's na ponte H, passaria pela utilização de transístores com uma resistência R_{ds_on} de menor valor.

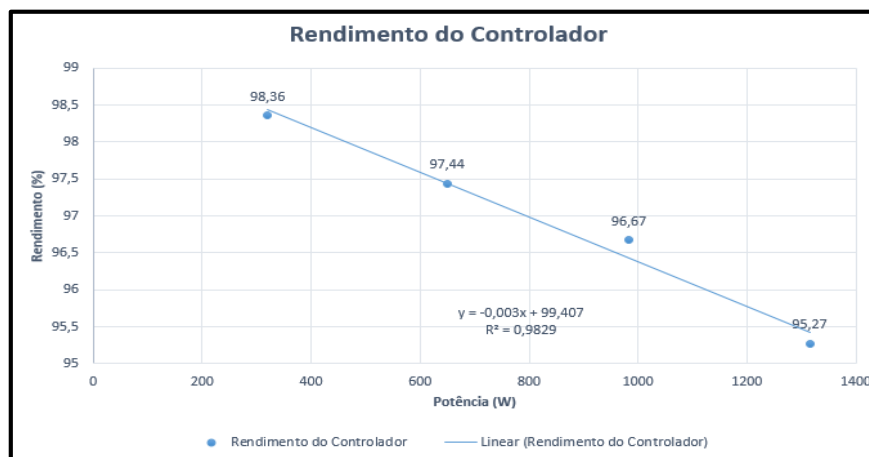


Figura 7.8 – Gráfico do rendimento vs potência do controlador

Para determinar a eficiência do motor BLDC, é necessário determinar-se a potência elétrica que é convertida em potência mecânica. A potência mecânica é dada por $P(W) = \frac{T_m * 2 * \pi * W_m}{60}$, sendo T_m o binário desenvolvido pelo motor, em N.m, e W_m a velocidade angular do motor, em rpm. Assim, de forma a ser possível a obtenção destes valores, foi utilizado o motor trifásico AC (SK100L/2 IG21), que estava acoplado ao motor BLDC, através de uma correia. O *software* de controlo deste motor AC apresenta a possibilidade de configuração deste motor com vários parâmetros distintos. Deste modo, no *software* foram ajustados vários valores de rotação do motor trifásico AC e verificado que binário este produzia. Seguidamente, para cada valor programado, foram medidos os valores da tensão que era aplicada ao motor BLDC, bem como da corrente que atravessava a ponte H. Deste forma, conseguiu determinar-se a potência elétrica entregue ao motor BLDC, para vários valores de carga. De forma a ser possível determinar a potência mecânica deste motor, foram também medidas as rotações mecânicas geradas pelo motor testado. Essa medição foi efetuada por *software*, com recurso às mudanças das combinações dos sensores de *hall*, número de polos e um timer. Depois da determinação destes valores, pode calcular-se a potência mecânica do motor BLDC. Os resultados encontram-se na Tabela 7.2. É de notar, que os valores do rendimento apresentados são inferiores aos valores reais, devido ao erro proveniente do escorregamento da correia, que faz o acoplamento entre o motor AC trifásico e o motor BLDC a testar (ver Figura 7.1).

Tensão aplicada ao motor (V)	Corrente aplicada ao motor (A)	Potência elétrica (W)	Binário produzido (N.m)	Velocidade atingida (rpm)	Potência mecânica (W)	Eficiência (%)
20,8	3,2	66,7	5,1	121	64,6	96,8
24,0	5,5	130,6	5,4	224	125,7	96,3
28,5	9,9	284,1	7,3	355	272,5	95,9
31,1	12,2	380,4	8,4	412	363,9	95,6

Tabela 7.2 – Valores experimentais para determinação da eficiência do motor utilizado

Observando a reta de regressão linear, apresentada na Figura 7.9, pode extrapolar-se a eficiência do motor para a potência máxima de 2500W. Desta forma, para este valor de potência o motor apresenta um rendimento de 87,93%. Contudo, tendo a noção de que o rendimento dos motores é afetado com o aumento da potência, de uma forma não linear, considera-se que o problema com o escorregamento da correia, que fez com que não fosse possível determinar diretamente a eficiência para valores de potência superiores, possa ter influenciado estes resultados. Assim, apesar dos

resultados obtidos, tem-se a noção que o rendimento poderá ser efetivamente mais baixo do que os resultados apresentados.

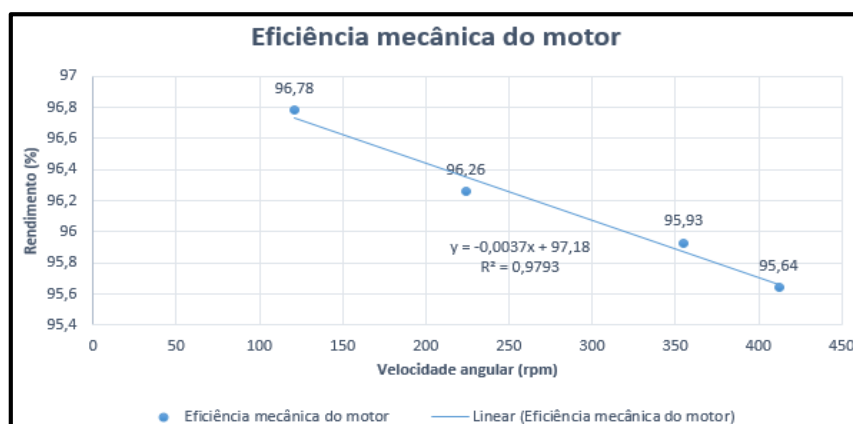


Figura 7.9 – Gráfico da eficiência mecânica do motor utilizado.

CAPÍTULO 8 - ANÁLISE DE MERCADO

A viabilidade económica de um sistema é um dos parâmetros, senão o parâmetro, mais importante em qualquer projeto. Deste modo, torna-se pertinente reavaliar as opções teóricas tomadas anteriormente, tendo agora em vista a produção real do sistema. Assim, de forma a estimar o custo de produção das partes elétrica e eletrônica da *scooter*, foram selecionadas uma gama de fornecedores que disponibilizam os vários constituintes necessários à realização destas. A escolha dos fornecedores e distribuidores utilizados foi feita com base em critérios bem definidos, sendo que o custo dos componentes/circuitos e a reputação que essas lojas apresentam foram os que mais pesaram. Contudo, foram também incluídos fornecedores sediados na China e cuja reputação não era conhecida. Nestes casos, foram o *feedback* dos utilizadores e a certificação CE que estes fornecedores apresentaram, que se tornaram os fatores decisivos na sua escolha. A opção da utilização destas lojas foi tomada, pois estas apresentavam preços bastante competitivos para encomendas de médio e grande volume.

Neste capítulo, serão analisados tanto os custos do controlador implementado, bem como o custo de diferentes soluções para os subsistemas constituintes da *scooter* elétrica: iluminação, baterias, BMS e interface com o utilizador. É importante referir que todos os preços apresentados foram recolhidos entre os dias 15 e 20 de outubro de 2014 e que têm por base encomendas de 100 componentes/circuitos do mesmo tipo. No final, será ainda elaborada uma proposta de aquisição de componentes/circuitos, capazes de implementar o sistema proposto.

Na Tabela 8.1 estão descritos todos os componentes utilizados para a implementação prática do controlador do motor desenvolvido. As quantidades apresentadas, bem como os preços são referentes à produção de 100 controladores. Da análise desta tabela, pode concluir-se que a produção de 100 controladores do motor apresenta um custo, em componentes, de 2998.80 €.

Componente	Tipo de componente	Fabricante	Fornecedor	Referência do fabricante	Quantidade	Preço (€)
STP55NF06	Transístor	STMicroelectronics	Mouser Eletronics	STP55NF06	1200	571.2
TS30120	Díodo	CONEC	Mouser Eletronics	33TS3012-0188B	600	359.4
BYG20	Díodo	Vishay Semiconductors	Mouser Eletronics	BYG20J-E3/TR	1000	120
BC857	Transístor	NXP Semiconductors	Mouser Eletronics	BC857,215	900	30.4
BC846ALT3G	Transístor	ON Semiconductor	RS-Components	BC846ALT3G	900	18.9
47uF	Condensador eletrolítico	Panasonic	RS-Components	ECA1CM470	300	29.4
1K	Resistência	Panasonic	RS-Components	ERJ-3EKF1001V	1300	5.2
510	Resistência	Vishay	RS-Components	CRCW0603510RFKEA	900	15.3
910	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW0603910RFKEA	300	2.4
2K2	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW08052K20FKEA	600	13.2
10K	Resistência	TE Connectivity	RS-Components	CRG0805F10K	200	3.6
12K	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW080512K0FKEA	200	4.4

140K	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW0805140KFKEA	100	2.2
1M	Resistência	TE Connectivity	RS-Components	CRG0603F1M0	100	1.3
100K	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW0805100KFKEA	100	2.2
3K3	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW08053K30FKEA	600	13.2
100	Resistência	Vishay / Dale	Mouser Eletronics	CRCW0805100RFKEA	200	4.4
2200uF	Condensadores eletrolíticos	Epcos	RS-Components	B41252A0228M000	300	211.5
100nF	Condensadores Cerâmicos	Kemet	RS-Components	C0603C104K5RACTU	1400	7
22uF	Condensadores Cerâmicos	PANASONIC	Farnell	EEEFK1K220P	100	29
22pF	Condensadores Cerâmicos	Murata	RS-Components	GRM1885C2A220JA01D	200	4.8
15uF	Condensadores Cerâmicos	VISHAY SPRAGUE	Farnell	594D156X0025C2T	100	133
B360A-13-F	Díodo	MULTICOMP	Farnell	B360A-13-F	100	14.6
220uH	Bobine	COILCRAFT	Farnell	DO5022P-224MLD	100	131
MAX5035DASA	Conversor DC-DC	Maxim	Mouser Eletronics	MAX5035DASA+	100	186
MC7805CDTRKG	Regulador Linear	ON Semiconductor	Mouser Eletronics	MC7805CDTRKG	100	25.8
ACS758xCB	Sensor de Corrente	Allegro Microsystems	RS-Components	ACS758LCB-100B-PFF-T	100	610
TLC2272CPSR	OpAmp	Texas Instruments	Mouser Eletronics	TLC2272CPSR	200	195.8
PIC24F32KA302	µControlador	MICROCHIP	Farnell	PIC24F32KA302-I/SS	100	213
20MHz	Cristal	IQD	RS-Components	LFXTAL003181	100	40.6

Tabela 8.1 – Levantamento de custos dos componentes utilizados para a implementação do controlador do motor [48,49]

Para a avaliação do custo de produção das placas de circuito impresso, foram comparadas as lojas Olimex[50], SeedStudio[51], iteadStudio[52] e Circuitotal[53]. Em todas as lojas foram comparados os custos de produção de 100 placas de 220mm x 80mm (tamanho real da placa do controlador), com um dielétrico de 1.6mm, dupla face, máscara anti solda verde, serigrafia em branco, acabamento em *immertion silver* e teste elétrico efetuado a 100% das pistas. Sendo a empresa Circuitotal a que apresentou uma melhor proposta, serão os valores desta que serão considerados na análise. Esta empresa apresentou a proposta exposta na Figura 8.1.

Designação da Placa: Controlador BLDC Nossa Referência: 20141016CT014023 Quantidade: 100 Preço Unitário: 7.32 € Preço Total: 732.26 € Prazo de Entrega: 12 dias úteis de trabalho
--

Figura 8.1 – Proposta apresentada pela Circuitotal, para a produção das placas dos controladores

Para além destes custos, existe ainda o custo de montagem e o custo da caixa/dissipador de alumínio onde será colocado o controlador. Porém, até ao momento da realização deste documento

não foi possível obter resposta a nenhum dos pedidos de orçamento no que toca à montagem, nem foi possível encontrar um fornecedor que vendesse uma caixa compatível com a que a pretendida. À parte destes custos, pode concluir-se que o custo médio de 100 módulos do controlador é:

$$\text{Custo}_{\text{Total}} = \text{Custo}_{\text{Componentes}} + \text{Custo}_{\text{Placas}}$$

$$\text{Custo}_{\text{Total}} = 2998.8 + 732.26$$

$$\text{Custo}_{\text{Total}} = 3731.06 \text{ €} \rightarrow \text{Custo}_{\text{unitário}} = 37.31 \text{ €}$$

Na Tabela 8.2 pode comparar-se o custo de vários tipos de lâmpadas LED e de halogénio, passíveis de serem utilizadas no sistema de iluminação da *scooter* elétrica.

Tecnologia	Tensão de alimentação (V)	Potência das Lâmpadas (W)	Fabricante	Fornecedor	Modelo	Preço (€)
LED	12	4	SUPERBLEDS	Huanjie Light Electronic Technological Co.,Ltd	HJ-1156-4SMD	5.05
LED	12	3.5	XINGYUAN	Foshan Xing Yuan Auto Accessories Co.,Ltd	S25-WG-44SMD-3528	3
LED	12	1.5	PA	Per-Accurate Incorporation	5MCX-16HF	1.02
Halogénio	12	35	VANO	Fuzhou Vano Imp. & Exp. Co., Ltd	BA20D	0.35
Halogénio	12	10	MGM	Hangzhou Huitong Import & Export Co.,Ltd	P42T H4	0.60
Halogénio	12	5	MGM	Hangzhou Huitong Import & Export Co.,Ltd	P41TH4	0.5
Halogénio	12	35/35 (duplo filamento)	VANO	Fuzhou Vano Imp. & Exp. Co., Ltd	BA20D	0.35

Tabela 8.2 – Levantamento dos custos de vários tipos de lâmpadas passíveis de serem utilizadas no sistema de iluminação da *scooter* elétrica [54,55]

Apesar da utilização de lâmpadas LED ser mais económica em termos energéticos, pode verificar-se que estas apresentam um custo mais elevado do que as lâmpadas de halogénio. Como foi referido no Capítulo 6.1, considerando que uma lâmpada LED de 4W é equivalente a uma lâmpada de halogénio de 35W, consegue-se uma redução de 88W para 18W, da alteração das lâmpadas de halogénio para lâmpadas LED. Contudo, como o sistema apresenta um motor de 2500W, essa redução de 70W apenas representa 2.8% da energia do sistema. Sendo este aumento da eficiência do sistema tão pouco expressivo, é necessário analisar se o aumento de custo, inerente à mudança de tecnologia de lâmpadas compensa, face ao custo. Nas tabelas 8.3 e 8.4 pode observar-se o custo da implementação do sistema de iluminação da *scooter* elétrica, baseado em lâmpadas de halogénio e lâmpadas LED, respetivamente. Para esta análise foi considerada que uma lâmpada LED de 4W corresponde a uma lâmpada de 35W de halogénio e que uma lâmpada LED de 1.5W corresponde a uma lâmpada de 5W de halogénio.

Tipos de Luzes	Número de Lâmpadas	Fabricante	Modelo	Potência (Watt)	Custo (€)
Mínimos frontais	1	MGM	P41TH4	5	0.5
Mínimos traseiros	1	MGM	P41TH4	5	0.5
Médios frontais	1	VANO	BA20D	35/35	0.35
Máximos frontais	1	VANO	BA20D	35/35	0.35
Paragem	2	MGM	P42T	13/13	1.2
Pisca esquerda frontal	1	MGM	P41TH4	5	0.5

Pisca esquerda traseiro	1	MGM	P41TH4	5	0.5
Pisca direita frontal	1	MGM	P41TH4	5	0.5
Pisca direita traseiro	1	MGM	P41TH4	5	0.5
Custo Total (€)					4.9

Tabela 8.3 – Solução de sistema de iluminação baseado em lâmpadas de halogénio [54,55]

Tipos de Luzes	Número de Lâmpadas	Fabricante	Modelo	Potência (Watt)	Custo (€)
Mínimos frontais	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Mínimos traseiros	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Médios frontais	1	SUPERBLEDS	HJ-1156-4SMD	4	5.05
Máximos frontais	1	SUPERBLEDS	HJ-1156-4SMD	4	5.05
Paragem	2	SUPERBLEDS	HJ-1156-4SMD	4	5.05
Pisca esquerda frontal	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Pisca esquerda traseiro	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Pisca direita frontal	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Pisca direita traseiro	1	PA	5MCX-16HF	1.5	1.02
Custo total (€)					21.27

Tabela 8.4 – Solução de sistema de iluminação baseado em lâmpadas de LED [54,55]

A acrescentar aos custos com as lâmpadas, é necessário considerar o custo do conversor DC-DC, necessário para converter a tensão das baterias em 12V, de forma a ser possível alimentar todo o sistema de iluminação. Na Tabela 8.5 estão listados alguns conversores DC-DC comerciais capazes de realizar esta função. Da análise desta tabela, pode concluir-se que os conversores mais baratos apenas apresentam uma tensão máxima de entrada de 40V, existindo apenas um que apresenta uma tensão de entrada máxima superior à tensão total do banco de baterias. De forma a ser possível diminuir os custos, é apresentada a proposta de utilização do conversor ligado apenas a duas das baterias do banco, garantindo assim que a tensão máxima de entrada do conversor não é ultrapassada. Para além disso, no caso da utilização de luzes de halogénio, é necessário um conversor capaz de fornecer pelo menos 88W e, no caso das lâmpadas LED, apenas é necessário um conversor capaz de fornecer 18W. Desta forma, é proposta a utilização do modelo YH-501 ou do modelo YH-104, da YIYELANG, caso se utilizem lâmpadas de LED ou de halogénio, respetivamente.

Tensão mínima de entrada (V)	Tensão máxima de Entrada (V)	Tensão de saída (V)	Potência de saída máxima (W)	Fabricante	Fornecedor	Modelo da marca	Preço (€)
12	60	12	120	CLEN	Nanjing Clean Energy Electronic Technology Co.,Ltd	BOOST-600	11.7
13	40	12	120	YIYELANG	Guangzhou Yihua Car Audio Firm	YH-104	4.69
13	40	12	180	YIYELANG	Guangzhou Yihua Car Audio Firm	YH-1501	5.48
13	40	12	60	YIYELANG	Guangzhou Yihua Car Audio Firm	YH-501	3.91

Tabela 8.5 – Levantamento de custos de vários conversores DC-DC comerciais, passíveis de serem utilizados no sistema de iluminação da *scooter* elétrica [56]

Deste modo, o sistema de iluminação baseado em lâmpadas de halogénio apresenta um custo de 9.59 € (4.9 € + 4.69 €), enquanto que o sistema baseado em lâmpadas LED apresenta um custo de

25.18 € (21.27 € + 3.91 €). Pode verificar-se que o sistema de iluminação, baseado em lâmpadas LED, é cerca de duas vezes e meia mais dispendioso do que o sistema baseado em lâmpadas de halogénio. Contudo, ambos os valores envolvidos são relativamente baixos quando comparados com o custo total do sistema, sendo portanto a utilização de ambas as tecnologias viável.

As baterias utilizadas na *scooter* elétrica fornecida apresentavam uma tensão de 12V aos seus terminais e uma capacidade de 40Ah. De forma a garantir uma autonomia semelhante ou superior à apresentada por esta, foi feita uma pesquisa por componentes que se assemelhassem aos utilizados. Como foi referido no capítulo 6.2, devido às suas características, as baterias de lítio apresentam-se como uma melhor solução teórica, em relação às baterias de chumbo, para veículos elétricos. Contudo, verificou-se que esta tecnologia apresentava custos superiores à tecnologia das baterias de chumbo. Por este motivo, é apresentado na Tabela 8.6 um resumo dos resultados obtidos durante a pesquisa de custos destes dois tipos de baterias. É de referir que os preços apresentados são referentes a um conjunto de 4 baterias de 12V (de forma a ser possível obter-se os 48 V necessários ao correto funcionamento do sistema). É possível observar que, apesar de todas as baterias apresentarem uma capacidade da mesma ordem de grandeza, as baterias de chumbo apresentam uma corrente máxima de saída, por norma, superior às correntes máximas de saída das baterias de lítio. Durante a pesquisa, foi possível concluir que o custo de baterias de lítio com capacidade de fornecer correntes da mesma ordem de grandeza do que as baterias de chumbo, eram demasiadamente caras, não sendo por isso incluídas nos resultados apresentados. Porém, mesmo as baterias de lítio com menor capacidade de fornecer corrente são capazes de facultar à carga de forma constante cerca de 90A e valores de pico bastante superiores, o que é suficiente para a aplicação em causa. Um primeiro olhar sobre o custo das baterias, pode levar a pensar que a escolha de baterias de chumbo é a opção mais económica, pois o *pack* de quatro baterias, mais barato, apresenta um custo de 100€ inferior a qualquer um dos *packs* de baterias de lítio. Contudo, existe um aspeto importante, que influencia a via útil das baterias e, deste modo, o custo com a manutenção da *scooter*, que está relacionado com o sistema de manutenção das baterias. Como se pode observar, apenas um dos modelos de baterias de lítio apresenta este sistema incorporado, sendo que em todos os outros modelos de baterias analisados tem de se adquirir este sistema à parte.

Química	Capacidade (Ah)	Tensão (V)	Corrente máxima de saída (A)	BMS incorporado	Fabricante	Fornecedor	Modelo	Preço (€)
Chumbo	40	12	340	Não	VARTA	onlybattery	BLACK DYNAMI C 540 406 034	300
Chumbo	41	12	360	Não	VARTA	onlybattery	BLACK DYNAMI C 541 400 036	310
Chumbo	45	12	300	Não	VARTA	onlybattery	BLACK DYNAMI C 545 077 030	330
Chumbo	40	12	120	Não	POWER-SONIC	Mouser Eletronics	PS-12400	376
Lítio LiFeYPO 4	45	12	90	Não	HEADWAY	Zhejiang Headway Communication Equipment	HW-12V	400

						Manufacturing CO., Ltd		
Lítio LiFeYPO 4	40	12	120	Não	NEW ENERGY	Shenzhen Hailei New Energy Co., Ltd	IFR09102 165 4S4P	410
Lítio LiFeYPO 4	50	12	100	Sim	EASTAR	Shenzhen Eastar Battery Co., Ltd	12V50AH	400

Tabela 8.6 – Levantamento de custos de várias baterias de chumbo ácido e lítio [57,58,59]

Na Tabela 8.7 estão apresentados os dois sistemas de manutenção de baterias encontrados, que apresentam um custo mais baixo. É de referir que durante a pesquisa efetuada outros modelos foram encontrados, mas o seu elevado custo foi um fator de exclusão. Pode observar-se que ambos os sistemas apresentam o mesmo custo de aquisição e, se for relacionado com o custo do *pack* mais económico de baterias de chumbo, conclui-se que este conjunto apenas é mais económico 50€ em relação a um conjunto de baterias de lítio com BMS integrado.

Número de Células	Tensão (V)	Corrente máxima (A)	Fabricante	Fornecedor	Modelo	Preço (€)
4	12	80	OEM	Shenzhen Young Power Technology Limited	YB-02	50
4	12	100	FREEGO	Guangzhou Freego Digital Technology Co., Ltd	4C	50

Tabela 8.7 – Levantamento do custo de sistemas de BMS comerciais [60]

Desta forma, existem duas possíveis opções para a aquisição do sistema de baterias da *scooter*. Por um lado, existe o pacote de baterias de chumbo, acrescido do BMS, com um valor de 350€. Por outro, existe uma solução baseada em baterias de lítio, com o sistema BMS integrado com um custo de 400€.

Em relação ao sistema de interface com o utilizador, foram pesquisados diversos dispositivos, sendo que esta apenas incidiu sobre *displays* a cores. Para além disso, só os *displays* que apresentaram o controlador de *display* integrado é que foram considerados. Esta opção foi tomada pois a não existência deste controlador implica mais um passo na montagem do sistema, o que aumenta os custos de mão-de-obra e porque foi verificado que existiam já soluções a preços bastante competitivos e que apresentavam o referido controlador. Começou por se pesquisar *displays* de 5.7 e 7 polegadas, mas a solução baseada nos *displays* mais pequenos foi abandonada, pois verificou-se que estes apresentavam custos semelhantes aos modelos de 7 polegadas. Na Tabela 8.8 encontra-se um resumo dos *displays* pesquisados, que apresentavam custos mais baixos. Da análise dos vários modelos de *displays* existem dois que mais sobressaem em termos do seu baixo custo: o TF70112A da TOPFOISON e o VS3000-B70E703 da VIDEO STAR. Contudo, para o *display* funcionar é necessário um microcontrolador que receba a informação do sistema e que a envie para o controlador do *display*. Deste modo, é necessário avaliar as características que este microcontrolador tem de apresentar, especialmente em termos de interface de comunicação com o controlador do *display*, bem como os custos que essa escolha acarreta. Por um lado, os *displays* que apenas apresentam interface via USB, HDMI (*High-Definition Multimedia Interface*) ou VGA estão desenhados para serem utilizados facilmente com sistemas como o Raspberry pi® ou BeagleBone®, que apresentam custos, na RS-Components, de 26,05 e 44.58€, respetivamente. Por outro lado, os *displays* que apresentam uma interface baseada em RS232 ou LVDS podem ser facilmente utilizados com qualquer

microcontrolador. Porém, pela pesquisa efetuada, concluiu-se que existem inúmeros *displays* que apresentam interface RS232 o que se torna uma vantagem no caso de descontinuação do modelo escolhido. Desta forma, é proposto que se utilize o *display* VS3000-B70E703 da VIDEO STAR, pelo seu baixo custo e pelo protocolo de comunicação utilizado. Em relação ao microcontrolador a utilizar, este apenas tem de apresentar dois módulos UART, uma para comunicar com o *display* e outro com o resto do sistema. Em termos de capacidade de processamento, como este não necessita de realizar muitas operações, não existem grandes preocupações com este parâmetro. Para além disso, a quantidade de informação não é grande e por isso pensa-se que 16KBytes de memória Flash serão suficientes. Na Tabela 8.9 são apresentados alguns microcontroladores passíveis de implementar esta parte do sistema.

Tamanho (Polegadas)	Tecnologia	Open Frame	Interface	Fabricante	Fornecedor	Modelo	Preço (€)
7	TFT - LCD	Sim	VGA, RS232	GOOD DISPLAY	Dalian Good Display Co., Ltd.	GD70FONT	47
7	TFT - LCD	Sim	USB & RS232	WIVITOUCH	Shenzhen WiViTouch Technology Limited	WVT-TPA-7.0B	31
7	TFT - LCD	Sim	LVDS Bit compatible I/F	TOPFOISON	Shenzhen Topfoison Electronic Technology Co., Ltd.	TF70112A	12
7	TFT - LCD	Sim	USB, HDMI	KERMESA	Shenzhen Kerchan Technology Co., Ltd.	SAD2150K	27
7	TFT - LCD	Sim	VGA, RS232	VIDEO STAR	Guangzhou Video-Star Electronics Co., Ltd.	VS3000-B70E703	12
7	TFT - LCD	Sim	Mini USB	HUIHONG	Shenzhen Huihong Technology Co., Ltd.	HH22	16

Tabela 8.8 – Levantamento de custos para *displays* de 7 polegadas, a cores [61]

Fabricante	Modelo	Fornecedor	Vel. clock (MHz)	Flash (KBytes)	RAM (KBytes)	Número de UART's	Preço (€)
STMicroelectronics	STM32F030K6T6	MOUSER ELETRONICS	48	32	4	2	0.83
NXP Semiconductors	LPC812M101JD20 FP	MOUSER ELETRONICS	30	16	4	3	0.847
Cypress Semiconductor	CY8C4124PVI-432	MOUSER ELETRONICS	24	16	4	2	1.25
Microchip Technology	PIC32MX110F016 B-I/SS	MOUSER ELETRONICS	40	16	4	2	1.44
Atmel	ATSAMD20E15A-MU	MOUSER ELETRONICS	48	32	4	6	1.43

Tabela 8.9 – Levantamento do custo de microcontroladores passíveis de integrarem o sistema de interface com o utilizador

Com os dados da Tabela 8.9, aliados aos dados da Tabela 8.8, é proposta a implementação do sistema de interface com o utilizador, baseada no microcontrolador STM32F030K6T6, da

STMicroelectronics e no *display* VS3000-B70E703 da VIDEO STAR, sendo que esta solução apresenta um custo de 12.83 €.

Depois de analisados os custos individuais de cada módulo que constitui a parte elétrica e eletrônica do sistema *scooter* elétrica, está-se em condições de fazer uma proposta de aquisição dos componentes que se pensam ser mais adequados à realização do sistema, bem como analisar os custos totais da implementação dessa mesma proposta. Em relação ao controlador do motor, é proposta a produção do controlador desenvolvido durante a realização desta dissertação. Em relação ao sistema de iluminação, é proposta a utilização da solução baseada em lâmpadas LED. Apesar de esta não apresentar grandes melhorias no consumo energético do sistema, ela apresenta custos da mesma ordem de grandeza da solução que utiliza lâmpadas de halogénio. Desta forma, apesar dos baixos ganhos energéticos pensa-se que a utilização deste sistema poderá ser vantajosa. Em relação ao sistema das baterias, é proposta a implementação da solução baseada em baterias de lítio que já apresentem o sistema de BMS incorporado. Apesar do sistema encarecer 50€ com esta proposta, a utilização das baterias de lítio, apresenta grandes vantagens, em relação às baterias de chumbo, principalmente no que diz respeito ao número de ciclos de carga e capacidade. Para além disso, a montagem do sistema de BMS, durante a fase de montagem da *scooter*, implica custos de mão-de-obra, desvanecendo, assim, as diferenças de preço desta opção relativamente às outras. Por fim, é proposta a implementação do interface com o utilizador, baseado num *display* LCD a cores de 7 polegadas e que apresente um interface RS232, de forma a ser facilmente substituído, no caso de descontinuidade deste, e num microcontrolador. Da observação da Tabela 8.10, onde estão organizadas as opções propostas, bem como os seus custos, pode concluir-se que a grande percentagem do custo é proveniente do sistema de baterias, sendo que os outros sistemas pouca influência têm sobre o custo total. É de referir que, para além de todos os custos referidos no projeto, existem ainda custos adicionais que estão relacionados com os custos de toda a cablagem necessária à montagem do sistema e criação da placa do sistema de interface, onde são integrados o microcontrolador e o *display*. Apesar de não ter sido possível determinar estes custos adicionais, e tendo por base o custo das placas do controlador, como referência, pensa-se que não será errado afirmar que estes não terão grande influência no custo final do produto.

Sistema	Descrição dos constituintes	Custo (€)
Controlador do motor	Controlador do motor desenvolvido durante a realização desta dissertação	37.31
Sistema de iluminação	Solução de iluminação baseada em lâmpadas LED e no conversor DC-DC YH-501, da YIYELANG	25.18
Sistema de energia	Solução baseada nas baterias 12V50AH da EASTAR, que apresentam BMS incorporado	400
Sistema de interface com o condutor	Solução baseada no <i>display</i> VS3000-B70E703 da VIDEO STAR e no microcontrolador STM32F030K6T6, da STMicroelectronics	12.83
Custo total (€)		475.32

Tabela 8.10 – Custos dos componentes e constituintes do sistema propostos para aquisição

CAPÍTULO 9 – CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO

O desenvolvimento desta dissertação prendeu-se em grande parte com a capacidade de criação de um controlador para motores BLDC, capaz de ser aplicado a uma *scooter* elétrica e que apresentasse um custo de produção baixo. Apesar do controlador do motor ser a parte fundamental do trabalho, esta dissertação permitiu entender os elementos básicos constituintes de uma *scooter* elétrica, bem como os subsistemas inerentes a esta. Para além disso, foi possível verificar o elevado desempenho dos motores BLDC e a sua importância relativamente a aplicações similares.

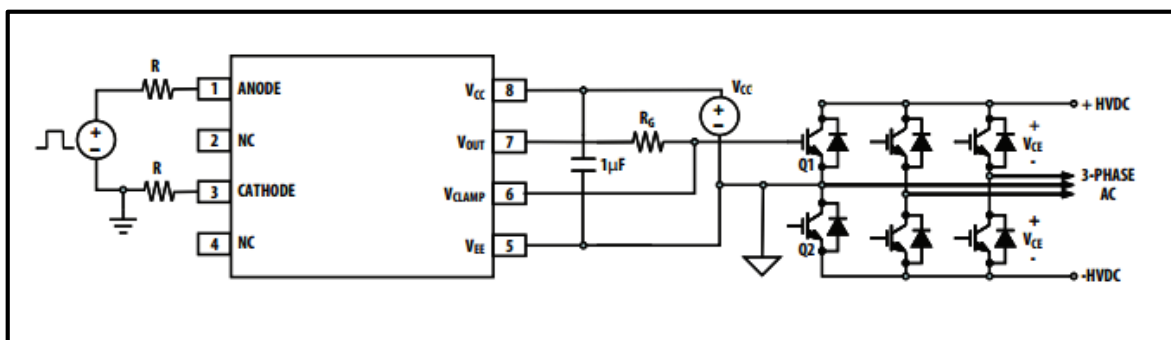
Com o projeto e implementação do controlador do motor, demonstrou-se que é possível implementar um controlador relativamente eficiente a um custo reduzido. Conclui-se também que existe uma relação direta entre a eficiência do controlador e a escolha dos transístores constituinte da ponte H. Foi possível verificar, com base no controlo trapezoidal, como o controlador se comporta quando sujeito a uma carga variável (motor AC trifásico acoplado por correia).

O objetivo específico, da implementação da travagem regenerativa, não foi possível de alcançar. Isto deveu-se ao facto dos circuitos que fazem o *drive* às *gates* dos MOSFET's serem constituídos por uma grande quantidade de componentes, o que se relevou uma desvantagem no que diz respeito ao tempo gasto com a substituição desta parte do circuito, durante a fase de *debug* e teste. O tempo despendido levou a que todo o cronograma da execução da dissertação fosse atrasado, não tendo sido possível implementar este ponto. Apesar deste facto, foi possível demonstrar, através da explicação teórica e do fluxograma proposto para implementação desta funcionalidade, que era possível implementar a travagem regenerativa, sem necessidade de *hardware* adicional.

Com este trabalho foi possível ter uma visão geral dos vários módulos que constituem a *scooter*, entender as suas vantagens e fragilidades, bem como a forma como dependem uns dos outros para criarem um produto comercial competitivo. Foram projetados os sistemas de BMS e de interface com o utilizador, baseado num display LCD. Para este último, foi possível desenvolver um *mokup* o *software* criado, demonstrando assim a viabilidade desta solução. Foi, ainda, realizada uma pesquisa dos custos de implementação de todo o sistema, bem como foram propostas soluções de aquisição de componentes e/ou circuitos comerciais, capazes de realizar as funções pretendidas, nunca esquecendo o parâmetro custo.

Para além disto, mas não menos importante, a realização deste trabalho permitiu ter uma visão mais alargada quanto ao processo de implementação de um projeto, passível de ser comercializado, tanto ao nível de procura de componentes e da sua relação preço vs funcionalidade, criação de *hardware*, bem como a nível da criação e manutenção de *firmware/software*. Pode concluir-se, portanto, que os objetivos técnicos desta dissertação foram, na sua maioria, cumpridos, sendo que os objetivos de desenvolvimento e formação pessoal foram em muito ultrapassados.

Contudo, como a imaginação e o espírito criativo são o limite, no que diz respeito ao desenvolvimento tecnológico, existirá sempre espaço para evoluir. Desta forma, numa fase posterior deste projeto é proposto que sejam implementadas várias melhorias/ inovações. Em primeiro lugar é proposto que a travagem regenerativa seja implementada. De forma a não se verificarem os mesmos problemas com o tempo despendido com o circuito dos *drivers* das *gates* dos MOSFET's, é proposto que esta alteração seja baseada num circuito diferente. O circuito proposto é constituído por um acoplador ótico (ACPL-H342 da Avago Technologies) e por um conversor DC-DC isolado (B0512T da MEAN WELL). Na Figura 9.1 pode observar-se o novo circuito proposto, que é baseado na solução apresentada no *data sheet* do acoplador ótico. Este circuito, para além de ser capaz de carregar e descarregar rapidamente as capacidades de *gate* dos MOSFET's da ponte H, também proporciona isolamento entre a parte de potência e a eletrónica de controlo.



Como se pode verificar, através da análise da Tabela 9.1, onde estão apresentados os preços dos dois componentes envolvidos na solução proposta, esta apresenta um custo superior à solução implementada durante a realização desta dissertação. É de referir que são necessários seis *drives* para a implementação desta solução, dois por cada ramo da ponte H. Assim sendo, os preços dos componentes foram obtidos, tendo como ponto inicial a produção de 100 controladores, ou seja, para a compra de 600 unidades de cada tipo. Assim, pode concluir-se que o acréscimo no custo de cada controlador é de cerca de 19.26€. Apesar desta alteração ser significativa em relação ao custo do controlador, quando comparada com o preço total do sistema (475.32€) este custo é dissipado, não se revelando como um aumento de custos desmesurado. Para além disso, este aumento no custo do sistema pode ser ainda mais atenuado, se se optar por utilizar um sistema de iluminação baseado em lâmpadas de halogénio, em vez das lâmpadas de LED. Assim sendo, pensa-se que esta alteração deverá ser implementada, uma vez que diminui o tempo de prototipagem e teste, não aumentando significativamente o custo final do produto.

Componente	Fabricante	Fornecedor	Referência do fabricante	Preço (€)
ACPL-H342	Avago Technologies	Mouser Electronics	ACPL-H342-000E	1.25
B0512T	MEAN WELL	TME Eletronic Components	B0512T-1W	1.96
Custo Total de um <i>driver</i> (€)				3.21

Tabela 9.1 – Custo da solução proposta para a realização do *drive* dos MOSFET's da ponte H

Como já foi referido anteriormente, a ativação dos MOSFET's do *high side* e do *low side* do mesmo ramo da ponte H, leva a que seja criado um curto-circuito entre os terminais do banco de baterias, o que leva a que a que esse MOSFET's sejam destruídos devido às elevadas correntes que os atravessam. Neste momento, a prevenção deste fenómeno apenas está implementada por *software*. Desta forma, uma melhoria significativa do controlador prende-se com a implementação desta proteção através de *hardware*. Na Figura 9.2 é apresentado o esquemático do circuito, que se propõe implementar e que introduz esta proteção. O circuito proposto necessita de um sinal de PWM que é distribuído por todas as portas lógicas AND que fazem o controlo da ponte H. Para além deste sinal, existem outros seis sinais provenientes do microcontrolador que têm a função de selecionar quais os MOSFET's que se encontram ativos em cada instante. Estes sinais são sinais lógicos, podendo estar a “1” ou a “0”, permitindo ou negando, respetivamente, a passagem do sinal de PWM aos MOSFET's pretendidos. Como se pode observar, existe uma dependência entre os sinais de ativação dos MOSFET's do *high side* e os sinais de ativação dos do *low side*, sendo que sempre que um MOSFET do *high side* estiver ativo, o MOSFET correspondente do *low side* está cortado.

A utilização de portas lógicas NOT, ligadas às saídas das AND's que controlam os MOSFET's do *low side*, prende-se apenas, com a lógica de ativação/desativação deste lado da ponte H, pois para

colocar os MOSFET's do *low side* em condução é necessário colocar o valor lógico “0” na entrada *low side* do drive da ponte H.

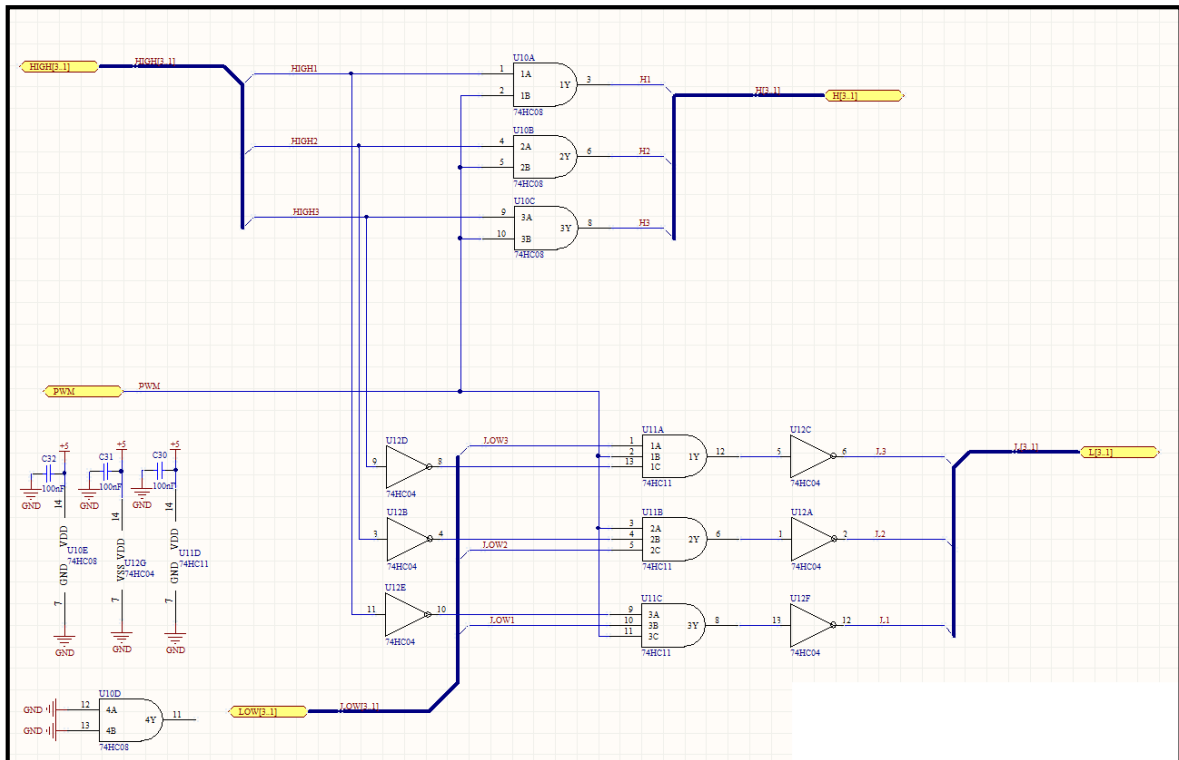


Figura 9.2 – Esquemático do circuito de proteção contra ativação simultânea dos MOSFET's do *high side* e do *low side* do mesmo ramo da ponte H

Ainda associado com a proteção do controlador, é proposta outra alteração ao *hardware*, que está relacionada com a proteção contra correntes elevadas na ponte H. Neste momento, essa proteção está implementada por *software*. Contudo, como se trata de um sistema que interage com o Homem, pensa-se que seja pertinente implementar adicionalmente a mesma proteção por *hardware*, no caso do microcontrolador se danificar ou ficar bloqueado, durante a condução. Na Figura 9.3 e 9.4 são apresentados o esquemático do circuito proposto bem como os sinais envolvidos no funcionamento do circuito. O circuito comparador compara o valor da corrente que atravessa a ponte H, convertido numa tensão, com um valor de *set point* máximo. Sempre que a corrente é demasiadamente elevada, ao ponto de ultrapassar o valor de *set point* estabelecido, o comparador, satura para o *rail* negativo. Por sua vez, a saída desse comparador está ligada a uma entrada de uma porta lógica AND, porta essa onde também se encontra ligado o sinal de PWM, proveniente do microcontrolador. Desta forma, sempre que na saída do comparador esteja o valor do *rail* de alimentação negativa, o sinal de PWM não se reflete na saída da porta AND e a corrente que atravessa a ponte H diminui. A integração deste circuito com os restantes é fácil de executar, sendo que o sinal de PWM_IN é o sinal de PWM proveniente do microcontrolador e o sinal de PWM_OUT é o sinal de PWM que efetivamente é aplicado às portas lógicas AND do circuito da Figura 9.2.

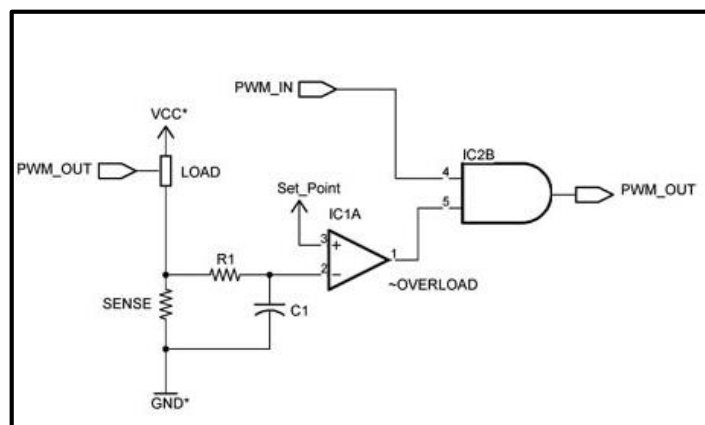


Figura 9.3 – Esquemático do circuito de proteção contra excesso de corrente na ponte H

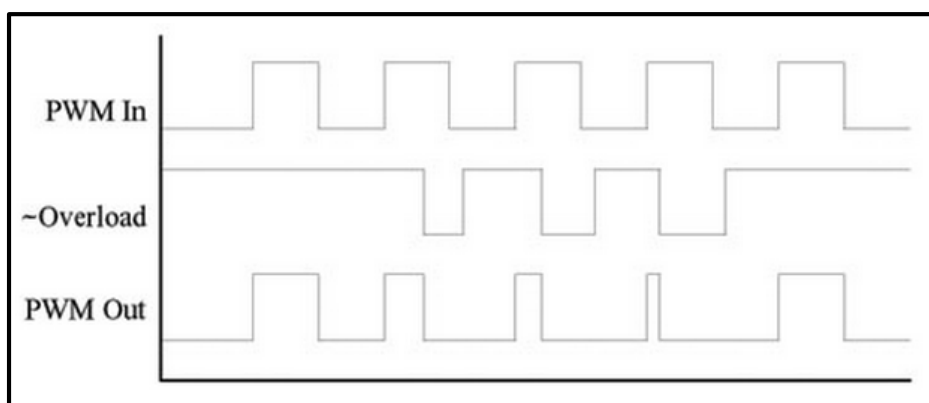


Figura 9.4 – Formas de onda dos sinais intervenientes no circuito de proteção de corrente da ponte H

Para a implementação destes dois circuitos de proteção apenas é necessária a aquisição de quatro circuitos integrados, que contenham quatro portas AND de duas entradas, três portas AND de três entradas, seis portas NOT e um comparador. Assim, é proposta a aquisição dos componentes listados na Tabela 9.2. Os preços apresentados, têm por base a aquisição de 100 componentes de cada tipo. Como se pode verificar, esta alteração apenas aumenta o custo do controlador do motor em cerca de 0.5€, valor que pode ser desprezado face ao custo total do sistema.

Componente	Fabricante	Fornecedor	Referência do fabricante	Preço (€)
74HC08	NXP Semiconductors	Mouser Eletronics	74HC08D-Q100	0.125
74HC11	NXP Semiconductors	Mouser Eletronics	74HC11PW,118	0.129
74HC04	NXP Semiconductors	Mouser Eletronics	74HC04D-Q100	0.125
LM393	Texas Instruments	Mouser Eletronics	LM393PSR	0.106
Custo total da solução para um controlador (€)				0.485

Tabela 9.2 – Componentes para implementação dos circuitos de proteção e seus respetivos custos

Ainda em relação ao controlador do motor é proposto, que futuramente, seja implementada a funcionalidade de *cruise control*. Para isso, é necessário colocar o controlador em malha fechada, por exemplo através da velocidade de rotação do motor, e aplicar um algoritmo de controlo conveniente. Em relação ao restante sistema da *scooter* elétrica, são também propostas, como base nos dados do Capítulo 8, a implementação de um painel digital, em detrimento do painel analógico atualmente utilizado, a mudança das baterias de chumbo ácido para baterias de iões de lítio (LiFeYPO4), que apresentem BMS integrado e a mudança das lâmpadas de halogénio para lâmpadas LED.

Em termos acadêmicos, pensa-se que seja interessante a mudança do protocolo de comunicação projetado para comunicação entre módulos distintos (SPI), por outro que apreze mais imunidade ao ruído, como por exemplo CAN. Contudo em termos práticos, pensa-se que não existirá grandes vantagens nessa mudança, pois a *scooter* é um sistema fisicamente pequeno sendo que os módulos não se encontram muito afastados uns dos outros. Assim, e apresentando o protocolo CAN uma maior complexidade de implementação, pensa-se que o tempo de prototipagem e desenvolvimento, não compensará os ganhos efetivos da mudança.

A elaboração desta dissertação permitiu que o aluno desenvolvesse uma visão holística do processo de desenvolvimento de um produto em contexto real. Assim este trabalho não pode ser visto de forma segmentada, mas como um *continuum* que vai deste o momento da projeção, passando pela implementação até à reflexão de pormenores referentes com a comercialização do sistema. “Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes” (Marthin Luther King).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. Rizzoni, Principles and applications of electrical engineering, 5th ed. McGraw-Hill International, 2007.
- [2] L. Ferreira, Controlo adaptativo de um motor DC, Aveiro: Universidade de Aveiro, 2010.
- [3] A. Francisco, Motores elétricos, 5ª ed. Lisboa: Lidel, 2013.
- [4] A. Melo, Teoria dos sistemas de controlo lineares. Aveiro: Universidade de Aveiro, 2010.
- [5] W. Yeadon and A. Yeadon, Handbook of small electric motors. McGraw-Hill, 2001.
- [6] W. Brown. (2011). An857 - Brushless DC Motor Control Made Easy. Microchip Technology Inc. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857a.pdf>.
- [7] Renesas Eletronics Corporation (2014, 1), Motor Control Algoritms: BLDC MotorControl Algorithms [Online]. Available: http://www.renesas.eu/applications/key_technology/motor_control/motor_algorithms/child/bldc.jsp.
- [8] O. Thurston, Electrical and Computer Engineering: A Series of Reference Books and Textbooks. Dekker, 2000.
- [9] W. Colton, Design and prototyping methods for brushless motors and motor control. Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 2010.
- [10] P. Yedamale (2014, 1), AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. Microchip Technology Inc. [Online]. Available: http://www.eetkorea.com/ARTICLES/2004MAY/2004MAY_25_MSD_AN02.PDF.
- [11] NXP Semiconductors (2014, 1). AN10661-Brushless DC motor control using the LPC214, Application Note [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/application_note/AN10661.pdf.
- [12] A. Tashakori and M. Ektesabi, Comparison of Different PWM Switching Modes of BLDC Motor as Drive Train of Electric Vehicles. World Academy of Science, Engineering and Technology, 2012.
- [13] R. KRISHNAN, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. United States of America: CRC Press, 2009.
- [14] F. GIERAS and M. WING, Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications, 2ª. Edição. Ed. United States – New York: Marcel Dekker, Inc., 2002.

- [15] W. Brownb (2014, 1), AN1305 - Sensorless 3-Phase Brushless Motor Control with the PIC16FXXX. Microchip Technology Inc. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01305A.pdf>.
- [16] Atmel Corporation (2014, 1). AVR444: Sensorless control of 3-phase brushless DC motors. Atmel Corporation [Online]. Available: <http://www.atmel.com/images/doc8012.pdf>.
- [17] B. Akin and M. Bhardwaj (2014, 2). Trapezoidal Control of BLDC Motors Using *Hall* Effect Sensors [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf>.
- [18] Microsemi Corporation (2014, 2). Speed Control of Brushless DC Motors - Sinusoidal Commutation with *Hall* Sensors [Online]. Available: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/130916-sinusoidal-commutation-with-hall-ug.
- [19] W. Z. Binggang Cao and Zhifeng Bai, “Research on control for regenerative braking of electric vehicle”, pp. 92-97, 2005.
- [20] G. Zhang, S. Li and Q. Zhou, “A novel regenerative braking method of bldcm for wheeled mobile robot”, pp. 676 – 681, 2010.
- [21] Cheng-Hu Chen, Wen-Chun Chi, and Ming-Yang Cheng, “Regenerative Braking Control for light Electric Vehicles”, pp 631-636, 2011.
- [22] M.K Yoong, Y.H Gan, G.D Gan, C.K Leong, Z.Y Phuan, B.K Cheah. K.W Chew, “Studies of Regenerative Braking in Electric Vehicle”, pp 40-45, 2010.
- [23] Microchip Tecnology Inc. (2014, 1). PIC16F72. Data Sheet [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39597b.pdf>.
- [24] Texas Instruments (2014, 1). μ A7800 SERIES: Fixed positive voltage regulators. Data Sheet [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua7805.pdf>.
- [25] UBM Tech (2014, 2). Embedded Market Study by UBM published in 2013 [Online]. Available: <http://www.iuma.ulpgc.es/~nunez/UBM2013EmbeddedMarketStudyb.pdf>.
- [26] Renesas Electronics Corporation (2014,1). Development of the RX Family: Driven by key embedded-system design issues [Online]. Available: <http://www.renesas.com/products/mpumcu/rx/child/background.jsp>.
- [27] Microchip Tecnology Inc. (2014, 1). 16-bit PIC24 MCUs and dsPIC® DSCs: 16-bit Product Portfolio [Online]. Available: <http://www.microchip.com/pagehandler/en-us/family/16bit/>.
- [28] Microchip Tecnology Inc. (2014, 1). PIC24FV32KA304 FAMILY. Data Sheet [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39995d.pdf>.

- [29] Maxim Integrated™ (2014, 1). MAX5035: 1A,76V, *High* -Efficiency MAXPower. Step.Down DC-DC Converter. DataSheet[Online].Available:<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5035.pdf>.
- [30] Allegro MicroSystems,LLC (2014, 1). ACS756: Fully Integrated, *Hall* Effect-Based Linear Current Sensor IC with 3 kVRMS Voltage Isolation and a *Low*-Resistance Current Conductor [Online]. Available: <file:///C:/Users/Jorge/Downloads/ACS756-Datasheet.pdf>.
- [31] S. Brandon, S. Michael and F. Yoshihiro. (2014, 9). Leds and power consumption of exterior automotive lighting: implications for gasoline and electric vehicles [Online]. Available: <http://deepblue.lib.umich.edu/bitstream/handle/2027.42/61187/100985.pdf?sequence=1>.
- [32] ENERGY.GOV. (2014, 9). Tips: Lighting [Online]. Available: <http://energy.gov/energysaver/articles/tips-lighting>.
- [33] Texas Instruments (2014, 9). Literature Number: SNVA533. Characteristics of Rechargeable Batteries [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/snva533/snva533.pdf>.
- [34] Isidor Buchmann. (2014, 10).Battery University: BU-201: Lead-based Batteries [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries.
- [35] S. Thomas, F. Fang, E. Xiaopeng, A. Cyrus and P.Ahmad, “A Modular Battery Management System for HEVs”, 2002.
- [36] Lee H. Goldberg. (2014, 10). Battery Cell Balancing for Improved Performance in EVs - Part II: Active Balancing Technologies [Online]. Available: <http://www.digikey.com/en/articles/Techzone/2011/dec/battery-cell-balancing-for-improved-performance-in-evs---part-ii-active-balancing-technologies>.
- [37] Z. Ye, “An Electronic Equalizer for Series Connected Batteries”, Ph.D Dissertation, The University of Toledo, December 1995.
- [38] Abhiman A. Hande, “A Selective Boost Equalizer for NiMH Batteries”, Masters Thesis, the University of Toledo, April 2000.
- [39] Texas Instruments (2014, 9). bq2018: Power Minder™ IC [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq2018.pdf>.
- [40] Wireless Design Online (2014, 9), PowerSmart Introduces Smart Battery Modules [Online]. Available: <http://www.wirelessdesignonline.com/doc/powersmart-introduces-smart-battery-modules-0001>.
- [41] Philips Semiconductors. (2014, 9). SAA 1502ATS. Data Sheet [Online]. Available: <http://doc.chipfind.ru/philips/saa1502ats.htm>.

- [42] B. Yevgen, Q. Jinrong and H. Artech, “Battery Power Management for Portable Devices”, May, 2013.
- [43] eXtend Computer and Instrument. (2014, 9). EV Hybrid Vehicle Electronic [Online]. Available: http://extendcomputer.com/?=404;http://www.extendcomputer.com:80/html/ev_hybrid.html&reqp=1&reqr.
- [44] AeroVionment, Inc. (2014, 9). Smart Guard Battery Control System [Online]. Available: <http://www.avinc.com/>.
- [45] Philips Semiconductors. (2014, 9).PCD8544 48 X 84 pixels matrix LCD controller/driver [Online]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/LCD/Monochrome/Nokia5110.pdf>.
- [46] Texas Instruments (2014, 9). TI LaunchPad [Online]. Available: <http://www.ti.com/ww/en/launchpad/launchpads-connected.html?DCMP=stellaris-launchpad&HQS=stellaris-launchpad>.
- [47] Texas Instruments. (2014, 9). Stellaris® LM4F120 LaunchPad Evaluation Board. User Manual [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/spmu289c/spmu289c.pdf>.
- [48] Mouser Eletronics, Inc (2014, 10). COMPONENTES ELETRONICOS [Online]. Available: <http://pt.mouser.com/Electronic-Components/>
- [49] Premier Farnell plc (2014, 10). Produtos [Online]. Available: <http://pt.farnell.com/pesquisar-produtos>
- [50] Olimex (2014, 10). PCB: DoublePrice [Online]. Available: <https://www.olimex.com/PCB/Price/>
- [51] Seeed Technology Limited (2014, 10). Home: Fusion PCB [Online]. Available: <http://www.seeedstudio.com/service/index.php?r=pcb>
- [52] ITEAD Intelligent Systems CO. Ltd (2014, 10). OPEN PCB: 2layer pcb larger than 10cm x 10cm [online]. Available: <http://imall.iteadstudio.com/open-pcb/pcb-prototyping/im120418010.html>
- [53] CIRCUITOTAL (2014, 10). Orçamentos [Online]. Available: <http://www.circuitotal.com/web-site/index.php/pt/orcamentos>
- [54] Alibaba.com Inc. (2014, 10). Lâmpadas halogénio: Produtos [Online]. Available: http://portuguese.alibaba.com/trade/search?selectedTab=product&_csrf_token_=iwyuu03bq975&SearchText=l%C3%A2mpada+halog%C3%A9nio
- [55] Alibaba.com Inc. (2014, 10). Lâmpadas LED: Produtos [Online]. Available: <http://portuguese.alibaba.com/trade/search?SearchText=l%C3%A2mpada+LED&selectedTab=products>

[56] Alibaba.com Inc. (2014, 10). DC-DC converters [Online]. Available: http://portuguese.alibaba.com/trade/search?selectedTab=product&_csrf_token_=iwyuu03bq975&SearchText=DC-DC+converters

[57] ONLYBATTERY, Energy to your world (2014, 10). Baterias p/ Automóvel [Online]. Available: http://www.onlybattery.pt/baterias-p-automovel?registos_pagina=36&ordem=nome

[58] Mouser Eletronics Inc. (2014, 10). Bateria de ácido-chumbo selada [Online]. Available: http://pt.mouser.com/Power/Batteries/Sealed-Lead-Acid-Battery/_/N-96604?P=1z0wd8nZ1z0vl30Z1yzzawkZ1yzu6y4Z1z0vl3tZ1ydz3riZ1z0vl39Z1z0vl2tZ1z0vl77Z1yx7yfgZ1ydz3ryZ1ydz3r6&Keyword=lead+acid&FS=True&Ns=Pricing|0

[59] Alibaba.com Inc. (2014, 10). lifepo4-lithium: Produtos [Online]. Available: <http://portuguese.alibaba.com/trade/search?SearchText=lifepo4-lithium&selectedTab=products>

[60] Alibaba.com Inc. (2014,10). BMS: Produtos [Online]. Available: <http://portuguese.alibaba.com/trade/search?SearchText=BMS&selectedTab=products>

[61] Alibaba.com Inc. (2014, 10). TFT – LCD 7 polegadas: Produtos [Online]. Available: <http://portuguese.alibaba.com/trade/search?SearchText=TFT+%E2%80%93+LCD+7+polegadas&selectedTab=products>

[62] Mouser Eletronics Inc. (2014, 10). Microcontroladores – MCU [Online]. Available: http://pt.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Embedded-Processors/Controllers/Microcontrollers-MCU/_/N-a86ge/

[63] Avago Technologies.(2014,10). ACPL-H342 and ACPL-K342. Data Sheet [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/38/V02-2526EN_DS_ACPL-H342_13Mar2013-107631.pdf